

File 351:Derwent WPI 1963-2004/UD,UM &UP=200448F

(c) 2004 Thomson Derwent

\*File 351: For more current information, include File 331 in your search.  
Enter HELP NEWS 331 for details.

Set Items Description

?

| Ref | Items | Index-term     |
|-----|-------|----------------|
| E1  | 1     | PN=DE 9321635  |
| E2  | 1     | PN=DE 9321637  |
| E3  | 1     | *PN=DE 9321638 |
| E4  | 1     | PN=DE 9321639  |
| E5  | 1     | PN=DE 9321640  |
| E6  | 1     | PN=DE 9321641  |
| E7  | 1     | PN=DE 9321642  |
| E8  | 1     | PN=DE 9321643  |
| E9  | 1     | PN=DE 9321644  |
| E10 | 1     | PN=DE 9321645  |
| E11 | 1     | PN=DE 9321646  |
| E12 | 1     | PN=DE 9321647  |

Enter P or PAGE for more

?

S E3

S1 1 PN='DE 9321638'

?

T S1/9/ALL

1/9/1

DIALOG(R)File 351:Derwent WPI

(c) 2004 Thomson Derwent. All rts. reserv.

009675418 \*\*Image available\*\*

WPI Acc No: 1993-368971/199346

Related WPI Acc No: 1998-567863

XRPX Acc No: N93-284760

Electronic battery tester with low charge compensation - determines  
battery no-load voltage and automatically corrects measured dynamic  
conductance using high gain amplifier to produce AC signal with DC bias

Patent Assignee: CHAMPLIN K S (CHAM-I)

Inventor: CHAMPLIN K S

Number of Countries: 019 Number of Patents: 008

Patent Family:

| Patent No  | Kind | Date     | Applicat No | Kind | Date     | Week     |
|------------|------|----------|-------------|------|----------|----------|
| WO 9322667 | A1   | 19931111 | WO 93US4056 | A    | 19930430 | 199346 B |
| EP 672248  | A1   | 19950920 | EP 93910920 | A    | 19930430 | 199542   |
|            |      |          | WO 93US4056 | A    | 19930430 |          |
| US 5572136 | A    | 19961105 | US 92877646 | A    | 19920501 | 199650   |
|            |      |          | US 94292925 | A    | 19940818 |          |
|            |      |          | US 95480847 | A    | 19950607 |          |
| US 5585728 | A    | 19961217 | US 92877646 | A    | 19920501 | 199705   |
|            |      |          | US 94292925 | A    | 19940818 |          |

|             |    |          |             |   |          |        |
|-------------|----|----------|-------------|---|----------|--------|
|             |    |          | US 95496467 | A | 19950629 |        |
| EP 672248   | A4 | 19970101 | EP 93910920 | A | 19930430 | 199841 |
| EP 672248   | B1 | 19990616 | EP 93910920 | A | 19930430 | 199928 |
|             |    |          | WO 93US4056 | A | 19930430 |        |
| DE 69325388 | E  | 19990722 | DE 625388   | A | 19930430 | 199935 |
|             |    |          | EP 93910920 | A | 19930430 |        |
|             |    |          | WO 93US4056 | A | 19930430 |        |
| DE 9321638  | U1 | 20010726 | DE 93U21638 | U | 19930430 | 200143 |
|             |    |          | EP 93910920 | A | 19930430 |        |

Priority Applications (No Type Date): US 92877646 A 19920501; US 94292925 A 19940818; US 95480847 A 19950607; US 95496467 A 19950629

Cited Patents: No-Citns.

Patent Details:

| Patent No | Kind | Lan | Pg | Main IPC | Filing Notes |
|-----------|------|-----|----|----------|--------------|
|-----------|------|-----|----|----------|--------------|

|            |    |   |    |              |  |
|------------|----|---|----|--------------|--|
| WO 9322667 | A1 | E | 40 | G01N-027/416 |  |
|------------|----|---|----|--------------|--|

Designated States (National): CA JP

Designated States (Regional): AT BE CH DE DK ES FR GB GR IE IT LU MC NL PT SE

|           |    |   |    |              |                            |
|-----------|----|---|----|--------------|----------------------------|
| EP 672248 | A1 | E | 40 | G01N-027/416 | Based on patent WO 9322667 |
|-----------|----|---|----|--------------|----------------------------|

Designated States (Regional): DE FR GB

|            |   |  |    |              |                                 |
|------------|---|--|----|--------------|---------------------------------|
| US 5572136 | A |  | 14 | G01N-027/416 | Cont of application US 92877646 |
|------------|---|--|----|--------------|---------------------------------|

Div ex application US 94292925

|            |   |  |    |              |                                 |
|------------|---|--|----|--------------|---------------------------------|
| US 5585728 | A |  | 16 | G01N-027/416 | Cont of application US 92877646 |
|------------|---|--|----|--------------|---------------------------------|

Cont of application US 94292925

|           |    |  |  |              |  |
|-----------|----|--|--|--------------|--|
| EP 672248 | A4 |  |  | G01N-027/416 |  |
|-----------|----|--|--|--------------|--|

|           |    |   |  |              |                            |
|-----------|----|---|--|--------------|----------------------------|
| EP 672248 | B1 | E |  | G01N-027/416 | Based on patent WO 9322667 |
|-----------|----|---|--|--------------|----------------------------|

Designated States (Regional): DE FR GB

|             |   |  |  |              |                           |
|-------------|---|--|--|--------------|---------------------------|
| DE 69325388 | E |  |  | G01N-027/416 | Based on patent EP 672248 |
|-------------|---|--|--|--------------|---------------------------|

Based on patent WO 9322667

|            |    |  |  |             |                             |
|------------|----|--|--|-------------|-----------------------------|
| DE 9321638 | U1 |  |  | G01R-031/36 | Application no. EP 93910920 |
|------------|----|--|--|-------------|-----------------------------|

Abstract (Basic): WO 9322667 A

The tester has a high gain amplifier cascade (12) whose output (10) comprises a constant DC bias component with an AC signal that is proportional to the dynamic conductance of the battery (24) as well as to the level of a square wave signal (30) formed by an oscillator (32), a chopper switch (34) and a DC correction amplifier.

The DC bias component is ignored whilst the variable AC signal is detected and accurately converted to a DC signal by a synchronous detector (48) and synchronised to the oscillator by a synchronising path (50) for display on an ammeter (60) to give the dynamic conductance of the battery. An adjustable resistive network (54) is used to determine the relationship between the ammeter reading and the battery state.

ADVANTAGE - Provides a simple method of performing accurate dynamic conductance test on partially charged batteries, including alkaline, nickel-cadmium, or lithium cells and batteries.

Dwg. 3/9

Abstract (Equivalent): US 5585728 A

An electronic device for assessing the condition of an electrochemical cell or battery having a dynamic conductance and an open-circuit voltage comprising:

means operably connected to said cell or battery for detecting said dynamic conductance and for generating a signal proportional thereto;

means operably connected to said cell or battery for sensing said open-circuit voltage;

correction means coupled to said means for detecting said dynamic conductance and directly electrically coupled to said means for sensing said open-circuit voltage, said correction means for responding to said open-circuit voltage by adjusting the level of said signal in accordance with said open-circuit voltage; and,

means for displaying an assessment of said cell or battery in accordance with the adjusted level of said signal.

Dwg.3/9

US 5572136 A

An electronic device for providing a quantitative assessment of the condition of an electrochemical cell or battery having internal resistance comprising:

current-signal generating means operably connected to said cell or battery for passing a time-varying current signal through said cell or battery, said current-signal generating means having internal resistance that is substantially large in comparison with said internal resistance of said cell or battery;

voltage-signal processing means coupled to said cell or battery for deriving a signal component from a time-varying voltage signal across said cell or battery responsive to said time-varying current signal;

signal-component digitizing means operably connected to said voltage-signal processing means for establishing a digital input quantity representative of said signal component;

microprocessor means for implementing a firmware program, said microprocessor means coupled to said signal-component digitizing means and accepting said digital input quantity as an input, said firmware program directing said microprocessor means to divide a number derived from said digital input quantity into a constant number to form a reciprocal numerical result; and

numerical display means coupled to said microprocessor means for displaying said reciprocal numerical result thereby providing a quantitative assessment of the condition of said cell or battery.

Dwg.9/9

Title Terms: ELECTRONIC; BATTERY; TEST; LOW; CHARGE; COMPENSATE; DETERMINE; BATTERY; NO; LOAD; VOLTAGE; AUTOMATIC; CORRECT; MEASURE; DYNAMIC; CONDUCTING; HIGH; GAIN; AMPLIFY; PRODUCE; AC; SIGNAL; DC; BIAS

Derwent Class: S01; X16; X22

International Patent Class (Main): G01N-027/416; G01R-031/36

International Patent Class (Additional): G08B-021/00; H02J-007/00

File Segment: EPI

Manual Codes (EPI/S-X): S01-G06; X16-H; X22-F01

?



⑮ **BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND**



**DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT**

⑫ **Gebrauchsmusterschrift**  
⑩ **DE 93 21 638 U 1**

⑤① Int. Cl.<sup>7</sup>:  
**G 01 R 31/36**  
H 02 J 7/00

|                    |                      |
|--------------------|----------------------|
| ②① Aktenzeichen:   | G 93 21 638.6        |
| ⑥⑦ Anmeldetag:     | 30. 4. 1993          |
|                    | aus Patentanmeldung: |
|                    | 93 91 0920.3         |
| ④⑦ Eintragungstag: | 26. 7. 2001          |
| ④③ Bekanntmachung  |                      |
| im Patentblatt:    | 30. 8. 2001          |

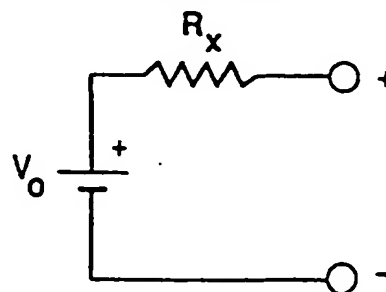
③① Unionspriorität:  
877646 01. 05. 1992 US

⑦③ Inhaber:  
Champlin, Keith S., Minneapolis, Minn., US

⑦④ Vertreter:  
Vossius & Partner, 81675 München

⑤④ Elektronischer Batterietester mit automatischer Kompensation eines niedrigen Ladezustands

⑤⑦ Elektronisches Gerät zum Testen einer elektrochemischen Zelle oder Batterie (24) welche einen dynamischen Parameter, wobei es sich hierbei entweder um einen dynamischen Leitwert oder einen dynamischen Widerstand handelt, weiter eine Leerlaufspannung und einen Ladungszustand aufweist, das elektronische Gerät weiter Einrichtungen aufweist, welche für das Messen dieses dynamischen Parameters (10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 26, 28, 30, 32, 34, 42, 44, 46, 48, 50, 52, 222, 224, 244, 246, 248, 250, 252, 254, 256) elektrisch mit der Zelle oder Batterie verbunden (16, 28, 246, 248) sind, und weiter Einrichtungen, welche für das Messen der Leerlaufspannung (38) mit der Zelle oder Batterie verbunden sind, wobei das elektronische Gerät weiter gekennzeichnet ist durch: Korrekturereinrichtungen (36, 220), welche mit den Einrichtungen zum Messen des dynamischen Parameters (40, 62, 226, 228) verbunden sind und direkt elektrisch mit den Einrichtungen zum Messen der Leerlaufspannung (38, 226, 228) verbunden sind, wobei die Korrekturereinrichtungen zum Erhalt eines in Bezug auf Ladungszustand korrigierten dynamischen Parameterwerts durch Anpassung eines erfaßten dynamischen Parameterwerts entsprechend der Leerlaufspannung auf diese Leerlaufspannung anspricht; und Einrichtungen (56, 58, 60, 64, 66, 234, 236, 238, 240, 242, 244, 246) zum Anzeigen eines Testresultats in Übereinstimmung mit dem in Bezug auf Ladungszustand korrigierten dynamischen Parameterwert.



93 21 638 U 1

29.03.01

28. März 2001

Geänderte Anmeldeunterlagen

Abzweigung aus EP 93 91 0920.3  
Champlin Keith,  
u.Z.: F 1224 GM-DE/D

VOSSIUS & PARTNER  
PATENTANWÄLTE  
SIEBERTSTR. 4  
81675 MÜNCHEN

5

**Elektronischer Batterietester mit automatischer  
Kompensation eines niedrigen Ladezustands**

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

10 Diese Erfindung betrifft ein elektronisches Meß- oder  
Überwachungsgerät zur Bewertung der Fähigkeit einer Speicher-  
batterie, Strom an eine Last zu liefern. Insbesondere be-  
trifft sie eine verbesserte Vorrichtung des bereits in den an  
Keith S. Champlin erteilten U.S. Patenten Nr. 3,873,911,  
3,909,708, 4,816,768, 4,825,170, 4,881,038 und 4,912,416 of-  
15 fenbarten Typs.

Speicherbatterien werden in vielen Anwendungen einge-  
setzt, welche die Speicherung elektrischer Energie für eine  
spätere Nutzung erfordern. Am häufigsten sind sie in Motor-  
fahrzeugen eingesetzt, welche Verbrennungsmotoren nutzen. In  
20 solchen Anwendungen wird die während des Motorbetriebs durch  
"Laden" der Batterie gespeicherte Energie später zur Versor-  
gung von Lichtquellen, Radio und anderen elektrischen Gerä-  
ten verwendet, wenn der Motor steht. Die schwerste Beanspru-  
chung einer Batterie eines Motorfahrzeugs erfolgt üblicher-  
25 weise durch den Anlassermotor. Ein Mißerfolg, den Anlassermo-  
tor mit ausreichender Leistung zum Anlassen des Fahrzeugmo-  
tors, insbesondere bei kaltem Wetter zu beliefern, ist oft  
das erste Anzeichen einer Batterieverschlechterung. Offen-  
sichtlich ist eine einfache Messung, welche genau die Fähig-  
30 keit der Batterie bewertet, genügend Anlaßleistung zu lie-  
fern, von beträchtlichen Wert.

Vor der Einführung des in der vorstehenden sechs aufge-  
zählten U.S. Patenten offenbarten dynamischen Leitwerttest-

verfahrens war das in den meisten Fällen zur Verfügung stehende Verfahren zur Bewertung der Fähigkeit einer Batterie, genügend Anlaßleistung zu liefern, der Standardlasttest. Dieser Test unterzieht eine Batterie einem starken Gleichstrom mit einem vorbestimmten Wert, der durch die Nennleistung der Batterie gegeben ist. Nach einem vorbestimmten Zeitintervall wird die Spannung der Batterie unter Last betrachtet. Ein "Bestehen" oder "Nicht-Bestehen" des Lasttests durch die Batterie wird dann abhängig davon angenommen, ob ihre Spannung unter Last größer oder kleiner als ein spezieller Wert ist.

Obwohl der Standardlasttest über viele Jahre in großem Umfang eingesetzt wurde, weist er einige ernsthafte Nachteile auf. Zu diesen zählen:

1. der Test zieht einen großen Strom und erfordert daher eine Vorrichtung, die schwer und unhandlich ist.

2. Es kann eine erhebliche "Funkenbildung" auftreten, wenn die Testvorrichtung unter Lastbedingungen angeschlossen oder gelöst wird. Eine derartige "Funkenbildung" kann bei dem Vorhandensein von Batteriegasen eine Explosion mit der Möglichkeit einer ernsthaften Verletzung des Benutzers verursachen.

3. Ein Standardlasttest hinterläßt die Batterie in einem deutlich reduzierten Ladezustand und damit weniger fähig, den Motor anzulassen, als vor der Durchführung des Tests.

4. Die Batterieklemmenspannung sinkt mit der Zeit während der Durchführung des Lasttests. Demzufolge sind die Testergebnisse im allgemeinen ungenau und hängen oft von der Erfahrung der durchführenden Person ab.

5. Die Lasttestergebnisse sind nicht wiederholbar, da der Test selbst die Batterie kurzzeitig polarisiert. Eine solche

testinduzierte Polarisierung ändert die Anfangsbedingungen aller anschließend durchgeführten Tests erheblich.

Eine praktische Alternative zu dem Standardlasttest wird in den vorstehend aufgezählten sechs U.S. Patenten gelehrt. Diese Dokumente offenbaren eine elektronische Vorrichtung zur genauen Bewertung eines Batteriezustands mittels Kleinsignal-Wechselstrommessungen ihres dynamischen Leitwerts. Sie lehren, daß der dynamische Leitwert einer Batterie direkt proportional zu ihrer dynamischen Leistung ist - der maximalen Leistung, den die Batterie an eine Last liefern kann. Der dynamische Leitwert ist daher ein direktes Maß für die Fähigkeit einer Batterie, Anlaßleistung zu liefern. Im Vergleich zu dem Lasttestverfahren zur Batterieschätzung hat das Testverfahren des dynamischen Leitwerts viele Vorteile. Beispielsweise verwendet der dynamische Leitwerttest eine elektronische Vorrichtung, die klein und leicht ist, sehr wenig Strom zieht, und praktisch keine Funkenbildung bei der Verbindung oder Lösung erzeugt, die Batterie nicht signifikant entlädt oder polarisiert, und genaue, hoch reproduzierbare Testergebnisse liefert. Im Grunde haben Millionen über die Jahre durchgeführte Batteriemessungen vollständig diese Lehren bestätigt und die Richtigkeit dieses alternativen Tests bewiesen.

Ein Nachteil des Testverfahrens des dynamischen Leitwerts bestand jedoch in der Tatsache, daß die Testergebnisse etwas von dem Ladezustand der Batterie abhängig sind. Demzufolge erforderten die Verfahren und die Vorrichtung in den ersten fünf von den vorstehend zitierten sechs U.S. Patenten im allgemeinen, daß die zu testende Batterie im wesentlichen voll geladen ist. Da viele Batterien in der Tat ziemlich entladen sind, wenn sie zum Austausch unter Garantie zurückgebracht werden, oder wenn sie anderweitig als fehlerhaft angesehen

werden, war es bisher oft erforderlich, eine Batterie vor ihrem Test nachzuladen. Eine derartige Nachladung ist teuer und zeitaufwendig. Natürlich wäre ein einfaches Verfahren zur Durchführung genauer dynamischer Leitwerttests an Batterien,  
5 "so wie sie sind", - Batterien die nur teilweise geladen sein können - von erheblichen Nutzen.

Ein großer Fortschritt, zur Lösung dieses Problems wurde durch die in dem sechsten vorstehend zitierten U.S. Patent US 4,912,416 offenbarten Verfahren und Vorrichtungen erzielt.  
10 Wie dem Fachmann auf diesem Gebiet allgemein bekannt, steht der Ladezustand einer Batterie in einer direkten Beziehung zu ihrer (unbelasteten) Leerlaufklemmenspannung. Unter Nutzung dieser Tatsache wurde zusammen mit umfangreichen experimentellen Daten eine empirische Beziehung zwischen dem Ladezustand einer Batterie, reflektiert durch ihre Leerlaufspannung,  
15 und ihrem relativen dynamischen Leitwert, normiert auf ihren vollgeladenen Wert aufgestellt. Diese empirische Beziehung wurde zuerst in dem U.S. Patent Nr. 4,912,416 offenbart. Ferner nutzten darin offenbarte Vorrichtungen diese empirische Beziehung zusammen mit Messungen der Leerlaufspannung,  
20 um Ablesewerte des dynamischen Leitwerts geeignet zu korrigieren - und somit Batteriebewertungen zu liefern, die im wesentlichen von dem Ladezustand der Batterie unabhängig sind.

Der in dem U.S. Patent Nr. 4,912,416 offenbarten Meßvorrichtung fehlte jede Form einer Verbindung zwischen einer  
25 Einrichtung für die Messung der Leerlaufspannung und der Einrichtung für die Korrektur der Ablesewerte des dynamischen Leitwerts. Demzufolge erforderte sie eine unbequeme Zweischritt-Testprozedur unter Anwendung eines Zwischeneingriffs durch die ausführende Person. Zuerst wurde die Leerlaufspannung der Batterie gemessen. Anschließend stellte der Benutzer  
30 unter Verwendung der Ergebnisse der Spannungsmessung eine va-



riable Abschwächereinrichtung auf einen geeigneten Einstellwert. Zum Schluß wurde der dynamische Leitwert gemessen. Durch die zuvor eingestellte variable Abschwächereinrichtung, entsprach die den Benutzer letztlich angezeigte quantitative  
5 oder qualitative Leitwertinformation der einer vollgeladenen Batterie selbst dann, wenn die Batterie während des Tests tatsächlich nur teilweise geladen war.

Das Problem des Ladezustands war somit im Prinzip durch die in dem U.S. Patent Nr. 4,912,416 gelehrteten Verfahren und  
10 Vorrichtungen gelöst. Die erforderliche Prozedur war jedoch etwas unbequem. Es war daher ziemlich offensichtlich, daß eine verbesserte Vorrichtung, welche eine automatische Ladezustandskorrektur erzeugt - eine Korrektur, die keinen Zwischeneingriff des Benutzers erfordert - sehr vorteilhaft wäre. Eine  
15 derart verbesserte elektronische Batterietestvorrichtung, welche eine automatische Kompensation eines niedrigen Ladezustands bereitstellt, ist hierin nachstehend offenbart.

Das vorstehend angeführte U.S. Patent Nr. 4,825,170 lehrt ein Verfahren und eine Vorrichtung zum automatischen Auswählen einer geeigneten Meßschaltung innerhalb eines auf dem dynamischen Leitwert beruhenden Batterietesters auf der Basis der nominalen (nicht der aktuellen) Klemmenspannung. D.h., es lehrt eine Vorrichtung, welche beispielsweise zwischen einer Batterie mit einer Spannungsgröße von 6V und einer Batterie  
25 mit einer Spannungsgröße von 12V unterscheidet, und dieses Batterie in einer geeigneten Weise für ihre besondere Größe testet. Obwohl die Auswahl der geeigneten Schaltung automatisch ist, kann die Spannungmeßschaltung nicht die tatsächliche Klemmenspannung der Batterie ermitteln. Sie reagiert nur  
30 darauf, ob die Spannung der Batterie größer oder kleiner als ein fester Schwellenwert ist. Somit ist anders als die hierin

offenbarte Vorrichtung eine solche Vorrichtung nicht in der Lage, eine Ladezustandskorrektur zu implementieren.

#### ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

Die vorliegende Erfindung stellt ein elektronisches Gerät  
5 zum Testen einer elektrochemischen Zelle oder Batterie mit  
einem dynamischen Parameter, welcher der dynamische Leitwert  
oder der dynamische Widerstand ist, einer Leerlaufspannung  
und eines Ladezustands bereit, wobei das elektronische Gerät  
eine Einrichtung enthält, die elektrisch mit der Zelle oder  
10 Batterie zum Messen der dynamischen Parameter verbunden ist,  
und eine Einrichtung, die elektrisch mit der Zelle oder Bat-  
terie zum Messen der Leerlaufspannung verbunden ist, wobei  
das elektronische Gerät ferner gekennzeichnet ist:

eine Korrektureinrichtung, die mit der Einrichtung  
15 zum Messen des dynamischen Parameters verbunden ist, und  
direkt elektrisch mit der Einrichtung zum Messen der  
Leerlaufspannung verbunden ist, wobei die Korrekturein-  
richtung dazu dient, auf die Leerlaufspannung durch An-  
passen eines gemessenen, dynamischen Parameterwerts in  
20 Abhängigkeit von der Leerlaufspannung zu regieren, um ei-  
nen Ladezustands-korrigierten dynamischen Parameterwert  
zu erhalten; und

eine Einrichtung zum Anzeigen eines dem Ladezustands-  
korrigierten Parameterwert entsprechenden Testergebnis-  
25 ses.

Es werden drei Ausführungsformen eines verbesserten elek-  
tronischen Geräts zum Testen und Überwachen von Speicherbat-  
terien, die nur teilweise geladen sein können, offenbart. Die  
erste Ausführungsform nutzt eine Analogschaltung des in dem  
30 U.S. Patent Nr. 4,912,416 beschriebenen Typs, um den dynami-  
schen Leitwert der Batterie zu messen. Dieser dynamische  
Leitwert wird automatisch bezüglich des Ladezustands durch  
einen nicht-linearen Korrekturverstärker korrigiert, der

elektrisch direkt mit der Einrichtung zum Messen der Leerlaufklemmenspannung der Batterie verbunden ist. Die zweite Ausführungsform verwendet auch eine Analogschaltung zum Messen des dynamischen Leitwerts. In dieser Ausführungsform wird jedoch die Ladezustandskorrektur durch einen Mikroprozessor durchgeführt, der direkt elektrisch mit der Einrichtung zum Messen der Leerlaufklemmenspannung der Batterie verbunden ist. Die dritte Ausführungsform verwendet eine Analogschaltung zur Messung eines anderen dynamischen Parameters - den dynamischen Widerstand der Batterie. Ein Mikroprozessor, der direkt elektrisch mit der Einrichtung für die Messung der Leerlaufklemmenspannung der Batterie verbunden ist, führt wiederum eine Ladezustandskorrektur aus. In der dritten Ausführungsform kann jedoch der Mikroprozessor den gemessenen dynamischen Widerstand mathematisch invertieren, um den dynamischen Leitwert zu erhalten, wenn ein zur Batterieleistung proportionales numerisches Ergebnis gewünscht ist. Wenn nur ein qualitatives ("Gut/Schlecht")-Ergebnis gewünscht ist, ist dieser letzte Schritt nicht erforderlich. Zwei gemeinsame Elemente verknüpfen die drei Ausführungsformen. Dieses sind: 1). Die Existenz einer direkten elektrischen Kopplung zwischen der Einrichtung für das Erfassen der Leerlaufspannung und der Einrichtung für die Korrektur des gemessenen dynamischen Parameters; und 2). Die Fähigkeit der Korrekturereinrichtung, auf die gekoppelte Leerlaufspannung zu reagieren, indem der dynamische Parameters bezüglich des Ladezustands geeignet korrigiert wird. Bei jeder von den drei Ausführungsformen ermittelt das Gerät den dynamischen Kleinsignalleitwert der Batterie, um entweder ein proportionales numerisches Ergebnis, das in geeigneten Batteriemeßeinheiten angezeigt wird, oder eine entsprechende qualitative Bewertung des relativen Zustands der Batterie auf der Basis des dynamischen Leitwerts und der elektrischen Nennleistung zu erzeugen. Ohne zusätzli-

chen Benutzereingriff mißt das Gerät auch die Batterieklemmenspannung in einem im wesentlichen unbelasteten Zustand und koppelt diese Information direkt elektrisch in eine geeignete Einrichtung zum Korrigieren der gemessenen dynamischen Leitwert für den Ladezustand ein. Durch diese automatische Korrektur entspricht die dem Benutzer angezeigte quantitative oder qualitative Information der einer vollgeladenen Batterie auch dann, wenn die Batterie tatsächlich nur teilweise geladen sein kann. Wenn der Batterieladezustand für die Durchführung einer genauen Bewertung zu niedrig ist, wird keine Information angezeigt. Statt dessen erfolgt eine Anzeige für den Benutzer, daß die Batterie vor dem Test geladen werden muß.

Das elektronische Batterietest/Überwachungs-Gerät mit automatischer Kompensation bezüglich eines niedrigen Ladezustands kann dazu genutzt werden, entweder eine qualitative oder quantitative Bewertung einer großen Vielzahl auch anderer elektrochemischer Energiequellen als Bleisäurebatterien verwendet werden. Beispielsweise können einzelne elektrochemische Zellen in einer Weise getestet oder überwacht werden, die mit der zum Testen oder Überwachen von Batterien in Reihen geschalteter Zellen identisch ist. Ferner kann die Erfindung durch die Verwendung geeigneter numerischer Korrekturfaktoren zum Testen oder Überwachen anderer elektrochemischer Energiequellen, wie z.B. Alkali-, Nickel-Kadmium-, oder Lithiumzellen und -Batterien verwendet werden. Die vorliegende Erfindung ist in großem Umfang für einen derartigen Test oder eine Überwachung von Energiequellen, aufgrund ihrer Einfachheit, ihrer Sicherheit, ihrer Genauigkeit ihrer leichten Anwendung und ihrer niedrigen Kosten anwendbar.

KURZBESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

In den Zeichnungen ist:

Fig. 1 das Thevenin'sche Ersatzschaltbild einer Blei-Säure-Speicherbatterie mit ihrer Leerlaufspannung  $V_0$  und ihrem in Reihe geschaltetem Innenwiderstand  $R_x$ .

Fig. 2 eine empirische Auftragung des normierten dynamischen Leitwerts  $G_x$  gegenüber der Leerlaufspannung  $V_0$ , welche die Korrelation mit Messungen zeigt, welche an vier unterschiedlichen Blei-Säure-Speicherbatterien darstellt, die unterschiedliche elektrische Nennleistungen aufweisen und von unterschiedlichen Herstellern gebaut wurden.

Fig. 3 ein vereinfachtes Blockschaltbild eines verbesserten elektronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts, welches eine automatische Kompensation eines niedrigen Ladezustands gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung anwendet.

Fig. 4 eine graphische Auftragung des Ladezustand-Korrekturfaktors, der durch Ermittlung des Reziprokwerts der empirischen normierten dynamischen Leitwertkurve von Fig. 2 erhalten wird.

Fig. 5 eine Auftragung einer stückweise lineare Vier-Segmente-Approximation der Korrekturfaktorkurve von Fig. 4, implementiert durch die in Fig. 6 offenbarte Korrekturverstärkerschaltung.

Fig. 6 ein Schaltbild einer Gleichstrom-Korrekturverstärker-Ausführungsform, welche die in Fig. 5 dargestellte stückweise lineare Vier-Segmente-Übertragungsfunktion realisiert.

Fig. 7 ein komplettes Schaltbild eines verbesserten elektronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts, mit automatischer Kompensation eines niedrigen Ladezustands, das zum Te-

sten/Überwachen von 12 V Autobatterien gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung konfiguriert ist.

Fig. 8 ein vereinfachtes Blockschaltbild einer zweiten Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterie-  
5 test/Überwachungs-Geräts mit automatischer Kompensation eines einen niedrigen Ladezustands.

Fig. 9 ein vereinfachtes Blockschaltbild einer dritten Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterie-  
test/Überwachungs-Geräts mit automatischer Kompensation eines  
10 niedrigen Ladezustands.

#### DETAILLIERTE BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSFORMEN

In Fig. 1 ist das Thevenin'sche Ersatzschaltbild einer Blei-Säure-Speicherbatterie dargestellt. In dieser Ersatzdarstellung wird die Batterie durch ihre Leerlaufspannung  $V_0$  und  
15 ihren in Reihe geschalteten Innenwiderstand  $R_x$  beschrieben.

Wie bereits vollständig in den ersten fünf von den vorstehend zitierten sechs U.S. Patenten offenbart, vernachlässigt ein herkömmlicher dynamischer Leitwert-Batterietest einer vollgeladenen Batterie herkömmlicherweise die Leerlaufspannung  $V_0$ . Statt dessen mißt die elektronische Testvorrichtung  
20 direkt den dynamischen Leitwert  $G_x = 1/R_x$ . Das Test/Überwachungsgerät liefert dann der bedienenden Person entweder eine numerische Anzeige, die in proportionalen Batteriemeßeinheiten (wie z.B. "Kaltstartampere", "Amperestunden" oder  
25 "Watt") angezeigt wird, oder andernfalls eine qualitative Anzeige ("Gut/Schlecht") auf der Basis eines Vergleichs des gemessenen Werts  $G_x$  mit einem entsprechenden Referenzwert, der von der elektrischen Nennleistung der Batterie und Temperatur bestimmt wird.

30 Obwohl die Leerlaufspannung  $V_0$  normalerweise nicht bei dem dynamischen Leitwerttest vollgeladener Batterien verwen-

det wurde, wurde sie früher zur Bestimmung des Ladezustands verwendet. Wie dem Fachmann auf diesem Gebiet allgemein bekannt ist, steht der Ladezustand einer Batterie in direkter Beziehung zu ihrer (unbelasteten) Leerlaufklemmenspannung. Beispielsweise ist bekannt, daß bei Blei-Säure-Batterien für Autos mit einer Nominalspannung von 12 V die Leerlaufspannung von etwa 11,4 V für Batterien, die praktisch vollständig entladen sind, bis etwa 12,6 V für Batterien, die nahezu vollständig geladen sind, schwankt.

Fig. 2 stellt die beobachtete Beziehung zwischen dem normierten dynamischen Leitwert und der Leerlaufspannung dar, die auf eine große Klasse von Blei-Säure-Speicherbatterien von Autos zutrifft. Diese Information wurde ursprünglich in dem U.S. Patent Nr. 4,912,416 offenbart. Fig. 2 stellt einen empirischen Graphen des relativen dynamischen Leitwerts, normiert auf den vollständig geladenen Wert,  $G_x(V_0)/G_x(12,6)$ , aufgetragen als eine Funktion der Leerlaufspannung  $V_0$  dar. Die in Fig. 2 aufgetragene, durchgezogene Kurve wird durch eine Polynomgleichung zweiter Ordnung beschrieben, welche Koeffizienten aufweist, welche für eine beste Übereinstimmung für die experimentellen Daten angepaßt sind. Die geeignet angepaßte Polynomgleichung lautet

Gleichung 1:

$$\frac{G_x(V_x)}{G_x(12,6)} = -\{78,1963\} + \{12,3939\}V_0 - \{0,4848\}V_0^2$$

Fig. 2 offenbart auch normierte experimentelle Punkte, welche tatsächliche Messungen repräsentieren, die von vier unterschiedlichen Batterien mit unterschiedlichen elektrischen Nennleistungen und gebaut von unterschiedlichen Herstellern erzielt wurden. Die Batterien XM0, XM1 und XM3 sind Sechs-Zellen-Batterien mit Nennspannungen von 12 Volt. Die

Batterie XM2 ist eine Drei-Zellen-Batterie mit 6 Volt. Die Leerlaufspannungsmeßwerte der Batterie XM2 wurden mit einem Faktor von 2 multipliziert, um XM2-Datenpunkte auf demselben Graphen wie dem der anderen drei Batterien aufzutragen. Man sieht, daß die von allen Batterien erzielten Messungen ziemlich gut mit der durch Gleichung 1 beschriebenen empirischen Beziehung übereinstimmen. Die Tatsache, daß dieselbe empirische Beziehung eine starke Korrelation mit experimentellen Daten zeigt, die sowohl von 6 Volt als auch von 12 Volt Batterien erhalten werden, zeigt, daß die in Fig. 2 offenbarte empirische Ladezustandskorrektur ziemlich universell ist, und tatsächlich eine fundamentale Eigenschaft einer Einzelzelle ist.

In Fig. 3 ist nun ein vereinfachtes Blockschaltbild einer ersten Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts mit automatischer Kompensation eines niedrigen Ladezustands offenbart. Außer spezifischen Details, die mit der Schaltung für die automatische Kompensation eines niedrigen Ladezustands zu tun haben, ist die Erläuterung des Betriebs des Blockschaltbilds von Fig. 3 identisch mit der des entsprechenden Blockschaltbilds, das in dem U.S. Patent Nr. 4,816,768 mit Fig. 1 bezeichnet ist.

Demzufolge werden Signale, welche das Signal am Ausgang 10 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 repräsentieren, zu einem Eingang 20 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 über zwei Rückkopplungspfade zurückgekoppelt; einen internen Rückkopplungspfad 14 und einen externen Rückkopplungspfad 16. Der interne Rückkopplungspfad 14 enthält ein Tiefpaßfilter (LPF) 18 und koppelt ein Signal direkt auf den Eingang 20 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 zurück. Der Zweck des internen Rückkopplungspfads 14 und des Tiefpaßfilters 18 besteht in der Erzeugung einer starken Gleichspannungs-(DC)-



Gegenkopplung aber einer relativ schwachen Wechselspannungs- (AC)-Rückkopplung, um den Arbeitspunkt der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 zu definieren, und deren DC-Stabilität ohne merkliche Reduzierung ihrer AC-Spannungsverstärkung sicherzustellen. Der externe Rückkopplungspfad 16 enthält ein Widerstandsnetzwerk 22 und koppelt ein Signalstrom auf die dem Test unterzogene Batterie 24 zurück. Die Summierschaltung 26 kombiniert die sich ergebende Signalspannung 28, die dadurch über der Batterie 24 erzeugt wird, mit einer periodischen Rechteckwellen-Signalspannung 30.

In der in Fig. 3 offenbarten Ausführungsform wird die periodische Rechteckwellen-Signalspannung 30 durch den Betrieb eines Oszillators 32, eines Zerhackerschalters 34 und eines Korrekturverstärkers (Cor Amp) 36 erzeugt. Die Oszillationsfrequenz des Oszillators kann beispielsweise 100 Hz betragen. Die an den Eingang 38 des DC-Korrekturverstärkers 36 ist die DC-Klemmenspannung der Batterie 24. Aufgrund der Tatsache, daß die in Fig. 3 dargestellte elektronische Vorrichtung nur einen sehr geringen Laststrom aus der Batterie zieht, ist diese Klemmenspannung im wesentlichen die (unbelastete) Leerlaufklemmenspannung  $V_0$ . Das Ausgangssignal 40 des DC-Korrektur-Verstärkers 36 ist eine von  $V_0$  abgeleitete DC-Spannung mit einem Spannungspegel, der invers auf die  $V_0$  bezogen ist, und somit invers auf den Ladezustand der Batterie 24. Diese abgeleitete DC-Spannung 40 wird wiederholt von dem Zerhackerschalter 34 unterbrochen, dessen Steuereingang 42 von dem Ausgangssignal des Oszillators 32 aktiviert wird. Die unterbrochene DC-Spannung weist somit eine periodische Rechteckwellen-Signalspannung 30 mit einer Spannungsamplitude auf, die in einer inversen Beziehung zu  $V_0$  steht, und somit in einer inversen Beziehung zu dem Ladezustand der Batterie 24 steht. Diese Signalspannung 30 wird der Summationsschaltung 26 zusammen mit der über der Batterie 24 entwickelten Signal-

spannung 28 präsentiert. Die sich ergebende zusammengesetzte Signalspannung 44 an dem Ausgang der Summationsschaltung 26 wird dann kapazitiv auf den Eingang 20 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 mittels eines kapazitiv koppelnden Netzwerks 46 eingekoppelt.

Wie bereits vollständig in U.S. Patent Nr. 4,816,768 erläutert wurde, weist die Spannung am Ausgang 10 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 eine konstante DC-Vorspannungskomponente zusammen mit einer AC-Signalkomponente auf, die proportional zu den dynamischen Leitwert  $G_x$  der getesteten Batterie 24 sowie zu dem Pegel der Rechteck-Signalspannung 30 ist. Die konstante DC-Vorspannungskomponente wird ignoriert, während die variable AC-Signalkomponente detektiert und genau in eine DC-Signalspannung durch einen Synchrondetektors 48 umgewandelt wird, der mit dem Oszillator 32 mittels eines Synchronisationspfads 50 synchronisiert ist.

Die DC-Signalspannung am Ausgang 52 des Synchrondetektors 48 passiert das einstellbare Netzwerk 54 zu dem Eingang des DC-gekoppelten Operationsverstärkers 56. Der Rückkoppelungspfad 58 des Operationsverstärkers 56 enthält ein DC-Milliamperemeter 60. Demzufolge ist die Anzeige des DC-Milliamperemeters 60 proportional zu dem DC-Signalspannungspegel am Ausgang 52 des Synchrondetektors 48 und somit zu dem dynamischen Leitwert  $G_x$  der Batterie 24. Zusätzlich ist die Proportionalitätskonstante bezüglich des  $G_x$  anzeigenden Milliamperemeters durch den Wert bestimmt, der von dem einstellbaren Widerstandsnetzwerks 54 angenommen wird, sowie von dem Pegel der Signalspannung bei 30 - und somit durch den Ladezustand der Batterie der durch deren unbelastete DC-Klemmenspannung  $V_0$  dargestellt wird.

Durch die Verwendung eines geeignet festgelegten Widerstandswerts in dem Widerstandsnetzwerk 54 und dann durch Kali-

brierung des Milliamperemeters 60 in Batteriemeßeinheiten, die proportional zu dem dynamischen Leitwert der Batterie sind, emuliert die in Fig. 3 offenbarte Ausführungsform den in U.S. Patent Nr. 3,873,911 offenbarten direkt anzeigenden Batterietester. Zusätzlich ist, wie vollständig in dem U.S. Patent Nr. 4,816,768 gelehrt, der Widerstandswert des Widerstandsnetzwerks 54, welcher die Anzeige des DC-Milliamperemeters 60 auf einen spezifischen festgelegten Wert bringt, direkt proportional zu dem dynamischen Leitwert der Batterie 24. Somit emuliert durch Kalibrierung des Widerstandsnetzwerks 54 in herkömmlichen Batterieleistungseinheiten und dann durch Zuweisung von "Gut"- und "Schlecht"- Bereichen auf der Skala des Milliamperemeters, die in Fig. 3 offenbarte Ausführungsform auch die in dem U.S. Patent Nr. 3,909,708 offenbarte "Gut-Schlecht"-Batterietestvorrichtung. Ferner kann man einen Schalter verwenden, um entweder ein Netzwerk 54 mit festen Werten oder ein Netzwerk 54 mit einstellbaren Werten auswählen und kann sowohl eine Zahlenskala als auch "Gut-Schlecht"-Bereiche auf der Anzeige des Milliamperemeters anordnen. Man kann daher sowohl einen Direktanzeige-Batterietester als auch einen "Gut-Schlecht"-Batterietester mit nur einem Gerät realisieren.

Für jede Emulation ist die Amplitude des detektierten Signals am Ausgang 52 des Synchrondetektors 48 direkt proportional zu der Amplitude des Rechteckwellensignals 30 an dem Ausgang des Zehnerschalters 34. Somit werden sowohl der Pegel der während des Direktablesevorgangs angezeigten numerischen Größe, sowie die während des "Gut/Schlecht"-Betriebs bereitgestellte relative qualitative Bewertung von dem Ladezustand der Batterie dargestellt durch deren unbelastete Klemmenspannung  $V_0$  beeinflusst. Damit die dargestellte Information von dem Batterieladezustand unbeeinflusst ist, ist es erforderlich, daß  $V_{out}$ , die DC-Ausgangsspannung bei 40 am Kor-

rekturverstärker 36 zu dem Reziprokwert von  $G_x(V_0)$  proportional ist. Unter diesen Umständen kann  $V_{out}$  geschrieben werden als:

Gleichung 2:

$$V_{out}(V_0) = V_{out}(12,6) \times F(V_0)$$

wobei:

Gleichung 3:

$$F(V_0) = \frac{G_x(12,6)}{G_x(V_0)}$$

ein geeigneter in dem Korrekturverstärker 36- eingespeister Ladezustandskorrekturfaktor ist. Eine Umformung von Gleichung 2 führt zu:

Gleichung 4:

$$F(V_0) = \frac{V_{out}(V_0)}{V_{out}(12,6)}$$

welche zeigt, daß  $F(V_0)$  einfach als die DC-Ausgangsspannung des Verstärkers 38 normiert auf die mit einer vollgeladenen Batterie erhaltene DC-Ausgangsspannung betrachtet werden kann; d.h., für eine Batterie, bei welcher  $V_0 = 12,6$  V ist.

Zusätzlich zu der Erzeugung eines DC-Ausgangssignals 40 liefert der Korrekturverstärker 36 auch ein "Zerhackersperr"-Ausgangssignal 62 und ein LED-Ausgangssignal 64. Diese zwei zusätzlichen Ausgangssignale werden aktiviert, sobald die Klemmenspannung  $V_0$  der Batterie und somit ihr Ladezustand zu klein für die Ausführung eines genauen dynamischen Leitwerttests ist. Unter diesen speziellen Bedingungen wird der Zerhackerschalter 34 gesperrt, so daß keine qualitative oder quantitative Information dem Benutzer angezeigt wird. Statt

dessen leuchtet die LED 66, um dem Benutzer anzuzeigen, daß die Batterie nachgeladen werden muß, bevor sie getestet werden kann.

Fig. 4 stellt eine graphische Auftragung des Ladezustand-Korrekturfaktors  $F(V_0)$  dar, der durch Bilden des Reziprok-werts der in Fig. 2 dargestellten empirischen Kurve von  $[G_x(V_0)/G_x(12,6)]$  erhalten wird. Eine stückweise Approximation in vier Segmenten für diese empirische Kurve ist in Fig. 5 offenbart. Die Parameter, welche die vier Knickpunkte dieser stückweise linearen Approximation spezifizieren, sind in Ta-  
belle 1 aufgelistet.

TABELLE I

PARAMETER DER STÜCKWEISE LINEAREN APPROXIMATION

| <u>Knickpunkt</u> | <u><math>V_0</math> (Volt)</u> | <u>Korrekturfaktor F</u> |
|-------------------|--------------------------------|--------------------------|
| A                 | 12,60                          | 1,00                     |
| B                 | 12,15                          | 1,21                     |
| C                 | 11,80                          | 1,78                     |
| D                 | 11,60                          | 2,91                     |

Die stückweise lineare Eingangs/Ausgangs-Beziehung von Fig. 5 wird durch die Übertragungsfunktion der in Fig. 6 offenbarten Ausführungsform einer DC-Korrekturverstärkerschaltung implementiert. Gemäß Fig. 6 weist der insgesamt in dem Block 36 enthaltene DC-Korrekturverstärker eine Schaltung von vier Operationsverstärkern 70, 92, 74 und 76 zusammen mit einem Komparator 78 auf. Die Schaltungseingangsleitung 38 stellt eine Verbindung zu der positiven Anschlußklemme der getesteten Batterie 24 her, während die negative Batteriean-schlußklemme auf Masse liegt. Aufgrund der Tatsache, daß nur  
sehr wenig Strom aus der Batterie 24 gezogen wird, ist die

Schaltungseingangsspannung bei 38,  $V_{in}$ , gemessen in Bezug auf Masse im wesentlichen gleich der Leerlaufklemmenspannung  $V_o$ .

Innerhalb der in Fig. 6 offenbarten DC-Korrekturverstärkerschaltung wird eine konstante Referenzspannung  $V_R$  mittels einer Spannungsreferenzdiode 80 erzeugt, welche ihren Betriebsstrom durch einen Serienwiderstand 82 empfängt. Die Referenzspannung  $V_R$  kann beispielsweise 2,5 V betragen. Die  $V_R$  wird ferner an einer aus Widerständen 84, 86, 88 und 90 bestehenden Spannungsteilerkette betrieben. Demzufolge ist der an die nicht-invertierenden Eingängen der Operationsverstärker 70, 72 angelegte Spannungspegel  $V_R$ , während zunehmend kleinere Anteile der Referenzspannung  $V_R$  an den nicht-invertierenden Eingängen der Operationsverstärker 74, 60 und an den invertierenden Eingang des Komparators 78 angelegt sind. Zusätzlich zu diesen festgelegten Spannungspegeln wird eine variable Spannung  $V_x$ , die proportional zur Batteriespannung  $V_o$  ist, von  $V_{in}$  mittels Spannungsteilerwiderständen 92 und 94 abgeleitet. Diese variable Spannung ist direkt an den nicht-invertierenden Eingang des Komparators 78 und an die invertierenden Eingänge der Operationsverstärker 72, 74 und 76 über Widerstände 98, 102 und 106 angelegt.

Die Ausgänge der vier Operationsverstärker 70, 72, 74 und 76 sind über vier Dioden 108, 110, 112 und 114 mit einem gemeinsamen Bus  $V_{out}$  verbunden. Wegen des Betriebs der vier Dioden ist nur einer von den Operationsverstärkern zu irgendeinem beliebig gegebenen Zeitpunkt aktiv - der Verstärker mit der größten (höchsten positiven) Ausgangsspannung. Nur dieser Operationsverstärker wird mit dem Ausgangsbus verbunden und steuert somit die Ausgangsspannung  $V_{out}$ . Die anderen drei Operationsverstärker, diejenigen welche kleinere Ausgangsspannungen aufweisen, werden von dem Ausgangsbus dadurch abge-

trennt, daß sie rückwärts vorgespannte Dioden in ihren Ausgangskreisen aufweisen.

Der Operationsverstärker 70 ist mit seinen invertierenden Eingang direkt mit dem Ausgangsbuss verbunden, und ist daher  
5 als ein Spannungsfolger konfiguriert, der mit einer Verstärkungsfaktor von 1 die Referenzspannung von  $V_R$  verstärkt. Die anderen drei Operationsverstärker 72, 74 und 76 verwenden Rückkopplungswiderstände und sind als invertierende Verstärker konfiguriert; wobei jeder die variable Spannung  $V_x$  verstärkt;  
10 und jeder eine negative inkrementelle Spannungsverstärkung erzeugt, welche jeweils durch das entsprechende Widerstandsverhältnis  $\{R(96)/R(98)\}$ ,  $\{R(100)/R(102)\}$ ,  $\{R(104)/R(106)\}$  gegeben ist.

Die Schaltung von Fig. 6 funktioniert wie folgt: Für  $V_{in} >$   
15  $V_A = 12,6 \text{ V}$  ist die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers 70 größer als die Ausgangsspannungen der anderen drei Operationsverstärker. Demzufolge wird er Ausgangsbuss durch den Spannungsfolger 70 mit der Verstärkung 1 kontrolliert, so daß  $V_{out} = V_R$  ist. Dieser Bereich einer konstanten Ausgangsspannung wird durch das Segment 1 in der in Fig. 5 dargestellten stückweise linearen Übertragungsfunktion dargestellt.  
20

Wenn  $V_{in}$  auf  $V_A = 12,6 \text{ V}$  abgefallen ist, ist  $V_x$  ausreichend kleiner als  $V_R$  geworden, so daß die Ausgangsspannung des invertierenden Verstärkers 72 gleich dem des Verstärkers  
25 70 ist. Somit wird für  $V_{in} < V_A$  die Diode 108 rückwärts vorgespannt während die Diode 110 vorwärts vorgespannt wird, und damit der Verstärker 72 den Ausgangsbuss kontrolliert. Aufgrund der Verstärkung des invertierenden Verstärkers 72 bewirkt ein weiteres Absinken von  $V_{in}$  einen Anstieg von  $V_{out}$  mit  
30 einer inkrementellen Verstärkung oder "Steigung" von  $-\{R(96)/R(98)\}$ . Dieser Bereich der Verstärkung, welcher bis  $V_{in}$  ist gleich  $V_B$  anhält, wird von dem Segment 2 in Fig. 5 dargestellt.

gleich  $V_B$  anhält, wird von dem Segment 2 in Fig. 5 dargestellt.

Wenn  $V_{in}$  auf  $V_B$  abgesunken ist, ist  $V_x$  ausreichend abgesunken, daß die Ausgangsspannung des invertierenden Verstärkers 74 die des Verstärkers 72 überschreitet. Die Diode 110 wird daher rückwärts vorgespannt, während die Diode 112 vorwärts vorgespannt wird, und nun der Verstärker 74 des Ausgangsbuses kontrolliert. Aufgrund der Verstärkung des invertierenden Verstärkers 74 bewirkt ein weiteres Absinken von  $V_{in}$  einen Anstieg von  $V_{out}$  mit der größeren inkrementellen Verstärkung oder "Steigung" von  $-\{R(100)/R(102)\}$ . Dieser Verstärkungsbereich hält an bis  $V_{in}$  gleich  $V_C$  ist, und wird von dem Segment 3 in Fig. 5 dargestellt.

Wenn  $V_{in}$  auf  $V_C$  abgesunken ist, ist  $V_x$  ausreichend abgesunken, daß die Ausgangsspannung des invertierenden Verstärkers 76 die des Verstärkers 74 überschreitet. Die Diode 112 wird daher rückwärts vorgespannt, während die Diode 114 vorwärts vorgespannt wird. Somit kontrolliert nun der Verstärker 76 den Ausgangsbuses. Aufgrund der Verstärkung des invertierenden Verstärkers 76 bewirkt ein weiteres Absinken von  $V_{in}$  einen Anstieg von  $V_{out}$  mit der noch größeren inkrementellen Verstärkung oder "Steigung" von  $-\{R(104)/R(106)\}$ . Dieser Bereich der größten Verstärkung wird von dem Segment 4 in Fig. 5 dargestellt.

Zum Schluß wird für  $V_{in}$  kleiner  $V_D$  die gewünschte Spannung  $V_x$  kleiner als die heruntergeteilte Referenzspannung, die an dem Verbindungspunkt der Widerstände 88 und 90 vorliegt. Unter diesen speziellen Bedingungen liegt der nicht-invertierende Eingang des Komparators 78 auf einem niedrigeren Potential als der invertierende Eingang und bewirkt somit, daß der Ausgang des Komparators 78 sich in einem "niedrigen" Zustand befindet. Demzufolge leuchtet die LED 66, um dem Benutzer ei-



ne Anzeige zu geben, daß die Batterie nachgeladen werden muß, bevor sie getestet werden kann. Zusätzlich befindet sich die Ausgangsleitung 62 in einem "niedrigem" Zustand und sperrt somit den Zerkhackerschalter 34 und verhindert, daß irgend eine qualitative oder quantitative dynamische Leitwertinformation an den Benutzer ausgegeben wird.

Fig. 7 offenbart ein vollständiges Schaltbild einer ersten Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts mit einer automatischen Ladezustandskompensation, die für den Test/Überwachung von 12 Volt Batterien gemäß der vorliegenden Erfindung konfiguriert ist. Operationsverstärker 120, 122, 124 und 126 stellen vier Elemente einer integrierten Schaltung IC 1 mit vier Operationsverstärkern dar. Bilaterale Analogschalter 34 und 28 stellen zwei Elemente einer integrierten Schaltung IC 2 mit vier bilateralen CMOS-Schaltern dar. Die Operationsverstärker 70, 72, 74 und 76 stellen vier Elemente einer integrierten Schaltung IC 3 mit vier Operationsverstärkern dar. Der Komparator 78 stellt ein Element einer integrierten Schaltung IC 4 mit vier Komparatoren dar. Alle vier integrierten Schaltungen IC 1, IC 2, IC 3 und IC 4 werden mittels gemeinsamer Versorgungsleitungen  $V^+$  130 und  $V^-$  132 mit Energie versorgt, welche mit der zu testenden Batterie 24 über Batteriekontakte 134 bzw. 136 verbunden sind.

Die hochverstärkende Verstärkerkaskade 12 von Fig. 3 weist einen Operationsverstärker 120 und einen als Emitterfolger geschalteten npn-Transistor 138 auf. Der Widerstand 140 führt eine DC-Vorspannung an den nicht-invertierenden (+) Eingang des Operationsverstärkers 120 von Spannungsteilerwiderständen 142 und 144, welche mit der Batterie 24 über Batteriekontakte 146 und 148 verbunden sind. Die Ausgangsspannung der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 wird über den

Rückkopplungswiderstand 22 des externen Pfads festgelegt. Ein interner Rückkopplungspfad bestehend aus den Widerständen 150 und 152 leitet die DC-Spannung an der gemeinsamen Verbindung zwischen dem Emitter des npn-Transistors 138 und dem Widerstand 22 an den invertierenden (-) Eingang des Operationsverstärkers 120. Die Widerstände 150 und 152 bilden zusammen mit dem Kondensator 154 das Tiefpaßfilter 18 von Fig. 3.

Die über der Batterie 24 entwickelte AC-Signalspannung wird an den Batteriekontakten 146 und 148 erfaßt und in Reihe einer Eingangssignalspannungskomponente hinzuaddiert, die über dem Betrachtungswiderstand 156 aufgebaut wird. Die sich ergebende zusammengesetzte AC-Signalspannung wird in den Differenzeingang des Operationsverstärkers 120 mittels eines aus den Kondensatoren 158 und 160 bestehenden kapazitiven Einkoppelnetzwerks eingekoppelt. Ein Rückkopplungsstrom, der proportional zu der über dem Widerstand 22 aufgebauten Spannung ist, passiert die Batterie 24 mittels der Leiter 162 und 164 des externen Rückkopplungspfads, zusammen mit den Batteriekontakten 134 und 136.

Eine Rechteckwellen-Eingangssignalspannung wird über den Betrachtungswiderstand 156 aufgebaut und durch die Wirkung des Oszillators 32 des Zerhackerschalter 34 und des Korrekturverstärker 36 geformt. Der Oszillator 32 welcher ein 100 Hz Rechteckwellen-Synchronisationssignal erzeugt, ist ein herkömmlicher astabiler Multivibrator bestehend aus dem Operationsverstärker 122 zusammen mit den Widerständen 168, 170, 172, 174 und dem Kondensator 176. Das Synchronisationsausgangssignal des Oszillators 32 wird dem Steuereingang des Zerhackerschalters 34 über einen Widerstand 178 zugeführt. Demzufolge schaltet der Zerhackerschalter 34 periodisch mit einer 100 Hz Rate aus und ein. Die Signalanschlußklemmen des Zerhackerschalters 118 verbinden den DC-Signalausgang 40 des

Korrekturverstärkers 36 mit der Eingangsleitung des für eine anfängliche Kalibrierungseinstellung verwendeten Trimmerpotentiometers 180. Die Signalspannung über dem Trimmerpotentiometer 180 weist daher eine 100 Hz Rechteckwelle mit einer Amplitude proportional zu der DC-Ausgangsspannung des Korrekturverstärkers 36 auf. Ein Signalstrom proportional zu der Signalausgangsspannung des Trimmerpotentiometers 180 passiert den Injektionswiderstand 184 und wird in den Betrachtungswiderstand 156 injiziert, und erzeugt dadurch eine 100 Hz Signalspannung über dem Betrachtungswiderstand 156. Aufgrund der Wirkung des unter Bezugnahme auf Fig. 4 beschriebenen Korrekturverstärkers 36 enthält die Signalspannung über dem Betrachtungswiderstand 156 eine automatische Korrektur für den Ladezustand der zu testenden Batterie. Wenn jedoch der Batterieladezustand für eine genaue Batteriebewertung zu niedrig ist, befinden sich die Ausgangsleitungen 62 und 64 auf logisch niedrigen Zuständen. Diese Ausgangsleitungen ziehen wiederum den Eingang des Zerhackerschalters 34 nach unten und ziehen die Kathode der LED 66 nach unten. Demzufolge wird der Zerhackerschalter 34 gesperrt, so daß kein AC-Signal in den Betrachtungswiderstand 156 injiziert wird, und die LED 66 leuchtet, um dem Benutzer anzuzeigen, daß die Batterie nachgeladen werden muß, bevor ein dynamischer Leitwerttest durchgeführt werden kann.

Der Analogschalter 128 bildet zusammen mit dem Operationsverstärker 124, welcher als ein Integrator geschaltet ist, den Synchrondetektor 48 von Fig. 3. Ein Widerstand 194 und Nebenschlußkondensator 126 bilden ein Tiefpaßfilter, welches den nicht-invertierenden Eingang des Operationsverstärkers 124 auf den Spannungspegel der über dem Rückkopplungswiderstand 22 entwickelten DC-Vorspannungskomponente vorspannt. Ein von der Gesamtspannung an der gemeinsamen Verbindung zwischen dem Widerstand 22 und dem Transistor 138 abgeleiteter

Signalstrom passiert den Widerstand 198 und den Analogschalter 128 zu dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers 124. Dieser Signalstrom wird periodisch mit der Oszillatorfrequenz durch das Steuersignal des Analogschalters 128 unterbrochen, welcher mit dem Synchronisationsausgang des Oszillators 32 verbunden ist. Ein Widerstand 200 erzeugt eine DC-Gegenkopplung an den Operationsverstärker 124. Ein Integrationskondensator 202 dient zum Glätten des von dem Operationsverstärker 124 ausgegebenen detektierten Spannungssignals.

Der nicht-invertierende Eingang des Operationsverstärkers 126 ist auf den DC-Pegel des nicht-invertierenden Eingangs des Operationsverstärkers 124 vorgespannt, während der invertierende Eingang des Operationsverstärkers 126 mit einem SPDT-Auswahlschalter 206 verbunden ist. Demzufolge passiert ein zu der detektierten Signalspannung an dem Ausgang des Operationsverstärkers 124 proportionaler DC-Strom das Milliampereometer 60 zu dem Ausgang des Operationsverstärkers 160 über einen der von dem Selektorschalter 206 gewählten zwei Pfade. Mit dem Schalter 206 in der Position 1 passiert der Instrumentenstrom den festen Widerstand 208. Unter diesen Bedingungen emuliert die offenbarte Erfindung ein Direktablese-Batterietestgerät, welches eine quantitative Ausgangsgröße liefert, die in Batteriemeßeinheiten angezeigt wird, die zu dem dynamischen Leitwert der Batterie 24 proportional sind. Mit dem Schalter 206 in der Position 2 passiert der Instrumentenstrom einen festen Widerstand 210 und einen variablen Widerstand 212. Unter diesen Bedingungen emuliert die offenbarte Erfindung ein qualitatives "Gut/Schlecht"-Batterietestgerät mit einer manuell angepaßten Batterienennleistungsskala, die linear von der Einstellung des variablen Widerstands 212 und einem Nennleistungsoffset abhängt, der von dem Wert des festen Widerstands 210 bestimmt wird.

Die Ausführungsform des verbesserten Batterietest/Überwachungs-Geräts mit einer automatischen Kompensation eines niedrigen Ladezustand, die in Fig. 7 dargestellt ist, arbeitet wie folgt: Die bedienende Person verbindet das Gerät einfach mit der zu testenden Batterie und wählt eine der zwei Positionen der Auswahlschalters 206. Wenn die Position 1 gewählt ist, zeigt das Milliampereometer 60 den quantitativen Zustand der Batterie in geeigneten Batteriemeßeinheiten an - wobei die angezeigten quantitativen Ergebnisse automatisch entsprechend denen einer vollständig geladenen Batterie angepaßt sind. Wenn sich der Schalter 206 in der Position 2 befindet, und der variable Widerstand 212 entsprechend der Nennleistung der Batterie eingestellt wurde, zeigt das Amperemeter 60 den qualitativen ("Gut/Schlecht"-) Zustand der Batterie an. Wiederum sind die angezeigten Ergebnisse automatisch angepaßt, so daß sie denen einer vollgeladenen Batterie entsprechen. In beiden Wahlstellungen wird, wenn der Batterieladezustand für eine genaue Bewertung zu niedrig ist, dem Benutzer keine Information angezeigt. Statt dessen leuchtet eine LED um dem Benutzer anzuzeigen, daß die Batterie vor dem Test geladen werden muß.

Die Tabelle II enthält eine Liste von Komponenten und werten für die erste Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts mit automatischer Kompensation eines niedrigen Ladezustands, das in Fig. 7 offenbart ist.

TABELLE II

KOMPONENTENTYPEN UND WERTE FÜR DIE SCHALTUNG VON FIG. 7

| <u>BEZUGSZEICHEN</u> | <u>BAUTEIL</u>  |
|----------------------|---|
| 5                    | <u>Halbleiterbauteile</u>   |
| 120, 122, 124, 126   | IC1 - LM324N  |
| 34, 128              | IC2 - CD4066B   |
| 70, 72, 74, 76       | IC3 - LM324N  |
| 78                   | IC4 - LM339   |
| 10 80                | IC5 - LM336-2,5   |
| 138                  | TIP31C Leistungstransistor  |
| 108, 110, 112, 114   | 1N4148 Dioden   |
| 66                   | T-1 3/4 LED   |
| 15                   | <u>Widerstände - Ohm (<math>\frac{1}{4}</math>-W sofern nicht anders abgegeben)</u> |
| 22                   | 22 $\Omega$ ~ - 5 Watt  |
| 82                   | 4,7K  |
| 84                   | 5,36K   |
| 86                   | 6,19K   |
| 20 88                | 6,04K   |
| 90                   | 200K  |
| 92                   | 2,25K   |
| 94                   | 576   |
| 96, 100, 104         | 1,00M   |
| 25 98                | 174K  |
| 102                  | 49,9K   |
| 106                  | 13,7K   |
| 116, 142, 144        | 1,0K  |
| 156, 210             | 100   |
| 30 208               | 470   |
| 212                  | 500 Potentiometer   |
| 180                  | 10K Trimpotentiometer   |

|   |                    |      |
|---|--------------------|------|
|   | 184                | 470K |
|   | 140, 200           | 47K  |
|   | 178, 194, 198      | 100K |
|   | 172                | 150K |
| 5 | 174                | 270K |
|   | 150, 152, 168, 170 | 1 M  |

Kondensatoren -  $\mu$ F

|    |                    |       |
|----|--------------------|-------|
|    | 176                | 0,022 |
| 10 | 154, 158, 160, 196 | 0,47  |
|    | 202                | 1,0   |

Instrument

|     |                          |
|-----|--------------------------|
| 202 | 1 mA DC-Milliamperemeter |
|-----|--------------------------|

Schalter

|    |     |      |
|----|-----|------|
| 15 | 206 | SPDT |
|----|-----|------|

Fig. 8 offenbart ein vereinfachtes Blockschaltbild einer zweiten Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts mit einer automatischen Kom-  
 20 pensation eines niedrigen Ladezustands. Diese Ausführungsform eliminiert den Korrekturverstärker 36 und den Zerhackerschalter 34 der im Blockschaltbild von Fig. 3 offenbarten ersten Ausführungsform. Statt dessen enthält sie einen insgesamt durch den Block 220 von Fig. 8 dargestellten Mikroprozessor.  
 25 Der Mikroprozessorblock 220 enthält alle üblichen Elemente, welche ein Mikroprozessorsystem bilden, wie z.B. die erforderlichen Logikelemente, einen Taktoszillator, einen Speicher mit wahlfreiem Zugriff, ein in einem NUR-Lese-Speicher enthaltenes Firmware-Programm und natürlich den Prozessor selbst.  
 30 Bei der Ausführungsform von Fig. 8 wird die geeignete Korrektur für den niedrigen Ladezustand durch den Mikropro-

zessorblock 220 gesteuert von dem darin enthaltenen Firmware-Programm ausgeführt.

Eine Beschreibung des Betriebs der meisten Elemente von Fig. 8 ist eine Parallele der Beschreibung des Betriebs der in Fig. 3 offenbarten Ausführungsform. Signale die das Signal am Ausgang 10 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 re-  
 5 repräsentieren, werden auf den Eingang 20 hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 mittels zwei Rückkopplungspfaden zurückgekoppelt; einem internen Rückkopplungspfad 14 und einem  
 10 Rückkopplungspfad 16. Der interne Rückkopplungspfad 14 enthält einen Tiefpaßfilter (LPF) 18 und koppelt eine Signalspannung direkt auf den Eingang 20 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 zurück. Der externe Rückkopplungspfad 16 enthält ein Widerstandsnetzwerk 22 und koppelt einen Signal-  
 15 strom auf die zu testende Batterie 24 zurück. Die Summierschaltung 26 kombiniert die sich ergebende Signalspannung 28, welche dadurch über der Batterie entwickelt wird, mit einer periodischen Rechteckwellen-Signalspannung 30.

In der Ausführungsform von Fig. 8 weist die Signalspannung 30 einfach das konstante Ausgangssignal des Oszillators  
 20 32 auf. Die Oszillationsfrequenz des Oszillators 32 kann beispielsweise 100 Hz sein. Dieses periodische Signal wird der Summierschaltung 26 zusammen mit der über der Batterie 24 erzeugten Signalspannung 28 präsentiert. Die sich ergebende zu-  
 25 sammengesetzte Signalspannung 44 am Ausgang der Summierschaltung 26 wird dann mittels eines kapazitiven Koppelnetzwerks 46 kapazitiv in den Eingang 20 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 eingekoppelt. Demzufolge weist die Spannung am Ausgang 10 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 eine  
 30 konstante DC-Vorspannungskomponente zusammen mit einer AC-Signalkomponente auf, die zu dem dynamischen Leitwert  $G_x$  der zu testenden Batterie 24 proportional ist. Die konstante DC-



Vorspannungskomponente wird ignoriert, während die variable AC-Signalkomponente detektiert und genau in eine DC-Spannung von dem Synchrondetektor 48 umgewandelt, der über den Synchronisationspfad 50 mit der Oszillatoreinrichtung synchronisiert wird.

Der DC-Signalpegel am Ausgang 52 des Synchrondetektors 50 ist proportional zu dem dynamischen Leitwert  $G_x$  der Batterie. Diese analoge Spannung wird in eine entsprechende digitale Darstellung von  $G_x$  durch einen Analog/Digital-(A/D)-Wandler 222 umgewandelt und dann über einen Eingangsanschluß 224 in den Mikroprozessorblock 220 eingegeben. Zusätzlich ist die unbelastete Batteriespannung  $V_0$  über den DC-Pfad 38 mit dem Eingang eines Analog/Digital-Wandlers 226 verbunden. Eine entsprechende digitale Darstellung von  $V_0$  am Ausgang des A/D-Wandlers 226 wird dadurch über den Eingangsanschluß 228 in den Mikroprozessorblock 220 eingegeben.

Durch programmierte algorithmische Techniken, die dem Fachmann auf diesem Gebiet bekannt sind, nutzt das Firmware-Programm des Mikroprozessors die digitale Darstellung von  $V_0$ , um die digitale Darstellung von  $G_x$  bezüglich des Ladezustands der Batterie zu korrigieren. Dieses kann beispielsweise erfolgen, indem  $V_0$  in eine "Nachschlagetabelle" eingegeben wird, deren Ausgangsgröße der entsprechende Korrekturfaktor  $F$  ist, und indem dann  $G_x$  mit dem sich ergebenden Faktor  $F$  multipliziert wird, um den korrigierten Leitwert  $G_x(12,6)$  zu erhalten. Alternativ könnte der korrekte Wert von  $G_x(12,6)$  direkt durch eine numerische Berechnung des Reziprokwerts der in Gleichung 1 offenbarten empirischen Beziehung berechnet werden.

Um einen quantitativen elektronischen Batterietester zu emulieren, wird ein zu  $G_x(12,6)$  proportionaler numerischer Wert ausgegeben, und auf einer digitalen Anzeige, wie z.B.

29.03.01

236, angezeigt, die über einen Ausgangsanschluß 234 angeschlossen ist, oder über einen Drucker, wie z.B. 240, ausgedruckt, der über einen Ausgangsanschluß 238 an den Mikroprozessor 220 angeschlossen ist. Zusätzlich unterdrückt das  
5 Firmware-Programm immer dann, wenn  $V_0$  niedriger als ein vorbestimmter Minimalwert ist, die numerische Anzeige und erzeugt statt dessen eine Anzeige für den Benutzer, daß die Batterie vor dem Testen geladen werden muß. Diese spezielle Information kann beispielsweise durch die digitale Anzeige  
10 236 angezeigt, durch einen Drucker 240 gedruckt oder über eine LED 76, die über einen Ausgangsanschluß 242 an dem Mikroprozessor 220 angeschlossen ist, zu dem Benutzer gebracht werden.

Zur Emulation eines qualitativen elektronischen ("Gut/  
15 Schlecht") Batterietesters wird die Nennleistung der Batterie zuerst über eine Eingangsvorrichtung, wie z.B. einen über einen Eingangsanschluß 232 mit dem Mikroprozessor 220 verbundenen Wellenkodierer 230, in den Mikroprozessor 220 eingegeben. Eine dem Wellenkodierer zugeordnete Skalenscheibe ist in Batterie-Nennleistungseinheiten, wie z.B. in Kaltstartampere  
20 oder Amperestunden kalibriert. Durch programmierte algorithmische Techniken, die dem Fachmann auf diesem Gebiet allgemein bekannt sind, weist dann das Firmware-Programm des Mikroprozessors den Mikroprozessorblock 220 an, den für den Ladezustand korrigierten dynamischen Leitwert mit einem für die  
25 eingegebene Batterienennleistung geeigneten Nennwert zu vergleichen, und die sich ergebende Gut/Schlecht-Information an den Benutzer auszugeben. Diese qualitative Ausgangsinformation kann beispielsweise durch eine digitale Anzeige 236  
30 angezeigt, durch einen Drucker 240 gedruckt oder über eine LED 246, die über einen Ausgangsanschluß 244 mit dem Mikroprozessor 220 verbunden ist, zu dem Benutzer gebracht werden. Wiederum wird, wenn  $V_0$  kleiner als ein vorbestimmter Minimalwert

ist, die dargestellte Information unterdrückt, und der Benutzer informiert, daß die Batterie vor dem Test geladen werden muß. Diese spezielle Information kann beispielsweise durch das digitale Display 236 angezeigt, durch den Drucker 240 gedruckt oder durch die LED 66 zu dem Benutzer gebracht werden.

Fig. 9 offenbart ein vereinfachtes Blockschaltbild einer dritten Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts mit einer automatischen Kompensation einen niedrigen Ladezustands. Wie die in Fig. 8 offenbarte Ausführungsform weist diese dritte Ausführungsform einen Mikroprozessorblock 220 zu Implementierung der geeigneten Korrektur eines niedrigen Ladezustands auf. Sie unterscheidet sich von der Ausführung von Fig. 8 dadurch, daß die Hardware eine digitale Darstellung des dynamischen Widerstands  $R_x$  der Batterie dem Mikroprozessor 220 repräsentiert, welcher dann ein Firmware-Programm verwendet, um die reziproke Größe des dynamischen Leitwerts  $G_x = 1/R_x$  zu berechnen sowie eine Korrektur einen niedrigen Ladezustands der Batterie durchzuführen.

Die in Fig. 9 offenbarte Hardware funktioniert wie folgt: Ein Oszillator 32 erzeugt ein periodisches Rechteckwellensignal 42, welches direkt an den Stromverstärker 244 ausgegeben wird. Die Oszillationsfrequenz des Oszillators 32 kann beispielsweise 100 Hz sein. Die Ausgangsgröße des Stromverstärkers 244, ein periodischer Signalstrom 246, passiert dann die Batterie 24. Aufgrund der Tatsache daß der Ausgangswiderstand des Stromverstärkers 244 wesentlich größer als der dynamische Widerstand  $R_x$  der Batterie ist, ist die Amplitude des Signalstroms 246 praktisch von  $R_x$  unabhängig. Demzufolge ist die sich ergebende AC-Signalspannung 248, die über den Anschlußklemmen der Batterie auftritt, direkt proportional zu dem dynamischen Widerstand  $R_x$  der Batterie. Das kapazitive Koppel-

netzwerk 250 koppelt die AC-Signalspannung 248 in einen Eingang 252 eines Spannungsverstärkers 254. Dieses Koppelnetzwerk unterdrückt die DC-Klemmenspannung der Batterie, ermöglicht aber die Verstärkung der AC-Signalspannung durch den Spannungsverstärker 254. Die Ausgangsspannung 256 des Spannungsverstärkers 254 stellt die Eingangsspannung zu dem Synchrondetektor 48 dar, welcher zu dem Oszillator 32 über den Synchronisationspfad 50 synchronisiert ist. Demzufolge entsteht eine DC-Signalspannung 52 an dem Ausgang des Synchrondetektors 48, die direkt proportional zu dem dynamischen Widerstand  $R_x$  der Batterie ist.

Die analoge Spannung 52 wird durch einen Analog/Digital-Wandler 222 in eine entsprechende digitale Darstellung von  $R_x$  umgewandelt und dann über den Eingangsanschluß 224 in dem Mikroprozessorblock 220 eingegeben. Zusätzlich ist die Leerlaufspannung  $V_0$  der Batterie über einen DC-Pfad 38 mit dem Eingang des Analog/Digital-Wandlers 226 verbunden. Eine entsprechende digitale Darstellung von  $V_0$  an dem Ausgang des A/D-Wandlers 226 wird daraufhin in den Mikroprozessorblock 220 über den Eingangsanschluß 228 eingegeben.

Durch programmierte algorithmische Techniken, die dem Fachmann auf diesem Gebiet allgemein bekannt sind, weist das Firmware-Programm des Mikroprozessors den Mikroprozessorblock 220 an, die digitale Darstellung von  $R_x$  zu invertieren, um eine digitale Darstellung des dynamischen Leitwerts  $G_x$  der Batterie zu erhalten. Er benutzt dann die digitale Darstellung von  $V_0$ , um die digitale Darstellung von  $G_x$  bezüglich des Batterieladezustands zu korrigieren. Dieses kann beispielsweise erfolgen, indem  $V_0$  in eine "Nachschlagetabelle" eingegeben wird, deren Ausgangsgröße der entsprechende Korrekturfaktor  $F$  ist, und indem dann  $G_x$  mit dem sich ergebenden Faktor  $F$  multipliziert wird, um den korrigierten Leitwert

$G_x(12,6)$  zu erhalten; oder durch direktes Berechnen von  $G_x(12,6)$  aus dem Reziprokwert der in Gleichung 1 offenbarten empirischen Beziehung berechnet wird. Alternativ kann zuerst ein korrigierter Wert von  $R_x$ ,  $R_x(12,6)$ , berechnet werden und  
5 dann algorithmisch invertiert werden, um  $G_x(12,6)$  zu erhalten.

Um einen quantitativen elektronischen Batterietester zu emulieren, wird ein zu  $G_x(12,6)$  proportionales numerisches Ergebnis ausgegeben, und auf einer digitalen Anzeige, wie  
10 z.B. 236, angezeigt, die über einen Ausgangsanschluß 234 angeschlossen ist, oder über einen Drucker wie z.B. 240, ausgedruckt, der über einen Ausgangsanschluß 238 an den Mikroprozessor 220 angeschlossen ist. Zusätzlich unterdrückt das Firmware-Programm immer dann, wenn  $V_0$  niedriger als ein vor-  
15 bestimmter Minimalwert ist, die numerische Anzeige und erzeugt statt dessen eine Anzeige für den Benutzer, daß die Batterie vor dem Testen geladen werden muß. Diese spezielle Information kann beispielsweise durch die digitale Anzeige 236 angezeigt, durch den Drucker 240 gedruckt oder über eine  
20 LED 66, die über den Ausgangsanschluß 242 an dem Mikroprozessor 220 angeschlossen ist, zu dem Benutzer gebracht werden.

Zur Emulation eines qualitativen elektronischen ("Gut/Schlecht") Batterietesters wird die Nennleistung der Batterie  
25 zuerst über eine Eingangsvorrichtung, wie z.B. einen über einen Eingangsanschluß 232 mit dem Mikroprozessor 220 verbundenen Wellenkodierer 230, in den Mikroprozessor 220 eingegeben. Eine dem Wellenkodierer zugeordnete Skalenscheibe ist in Batterie-Nennleistungseinheiten, wie z.B. in Kaltstartampere  
30 oder Amperestunden kalibriert. Durch programmierte algorithmische Techniken, die dem Fachmann auf diesem Gebiet allgemein bekannt sind, weist dann das Firmware-Programm des Mi-

29.03.01

koprozessors den Mikroprozessorblock 220 an, die berechnete Größe  $G_x(12,6)$  mit einer eingegebenen Batterienennleistung entsprechenden Referenzgröße zu vergleichen, um zu ermitteln, ob die Batterie gut oder schlecht ist. Bei einer berechneten Größe, die größer als die Referenzgröße ist, ist die Batterie gut. Anderenfalls ist sie schlecht. Alternativ kann ein Vergleich zwischen der berechneten Größe  $R_x(12,6)$  und einer der eingegebenen Batterienennleistung entsprechenden Referenzgröße durchgeführt werden, um zu ermitteln, ob die Batterie gut oder schlecht ist. Bei einer berechneten Größe, die kleiner als die Referenzgröße ist, ist die Batterie gut. Anderenfalls ist sie schlecht. In beiden Fällen wird diese qualitative Ausgangsinformation durch die digitale Anzeige 236 angezeigt, durch den Drucker 240 gedruckt oder über die LED 246, die über einen Ausgangsanschluß 244 mit dem Mikroprozessor 220 verbunden ist, zu dem Benutzer gebracht. Wiederum wird, wenn  $V_0$  kleiner als ein vorbestimmter Minimalwert ist, die Anzeige der Information unterdrückt, und der Benutzer informiert, daß die Batterie vor dem Test geladen werden muß. Diese spezielle Information kann beispielsweise durch das digitale Display 236 angezeigt, durch den Drucker 240 gedruckt oder durch die LED 66 zu dem Benutzer gebracht werden.

Obwohl drei spezifische Arten der Ausführung der Erfindung beschrieben wurden, dürfte es sich verstehen, daß viele Modifikationen und Variationen durchgeführt werden können, ohne von dem abzuweichen, was als der Schutzzumfang und Gegenstand der Erfindung betrachtet wird. Beispielsweise kann die Erfindung aus einem einzigen in einem Gehäuse eingebauten Instrument bestehen, das kurzzeitig mit der Batterie verbunden wird, um die Batterie vor Ort zu testen. Alternativ kann dieses Gerät aus einem Überwachungsgerät bestehen, das praktisch dauernd mit einer Batterie verbunden ist, um eine kontinuierliche Überwachung des Batteriezustands an einem entfernten

Ort zu ermöglichen. In diesem letzteren Falle wird die Vorrichtung möglicherweise in zwei Teile getrennt - einen Teil der mit der Batterie verbunden ist, und am Ort der Batterie angeordnet ist, während der andere Teil, der die Fernanzeige  
5 enthält an der entfernten Stelle angeordnet ist. Die Unterteilung zwischen den zwei Teilen kann beliebig vorgenommen werden. Ich behaupte jedoch, daß alle derartigen Unterteilungen, Modifikationen und Variationen in den Schutzzumfang der hierin offenbarten Erfindung fallen, und daher von den beige-  
10 fügten Ansprüchen abgedeckt sein dürften.

Obwohl die vorliegende Erfindung unter Bezugnahme auf bevorzugte Ausführungsformen beschrieben wurde, wird der Fachmann auf diesem Gebiet erkennen, daß daran Änderungen in Form und Detail ohne Abweichung von der Idee und dem Schutzzumfang  
15 der Erfindung durchgeführt werden können.

Abzweigung aus EP 93 91 0920.3  
Champlin, Keith S.  
U. Z. F 1224 GM-DE/D

5

### Schutzansprüche

1. Elektronisches Gerät zum Testen einer elektrochemischen Zelle oder Batterie (24) welche einen dynamischen Parameter, wobei es sich hierbei entweder um einen dynamischen Leitwert oder einen dynamischen Widerstand handelt, weiter eine Leerlaufspannung und einen Ladungszustand aufweist, das elektronische Gerät weiter Einrichtungen aufweist, welche für das Messen dieses dynamischen Parameters (10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 26, 28, 30, 32, 34, 42, 44, 46, 48, 50, 52, 222, 224, 244, 246, 248, 250, 252, 254, 256) elektrisch mit der Zelle oder Batterie verbunden (16, 28, 246, 248) sind, und weiter Einrichtungen, welche für das Messen der Leerlaufspannung (38) mit der Zelle oder Batterie verbunden sind, wobei das elektronische Gerät weiter gekennzeichnet ist durch:
  - Korrektureinrichtungen (36, 220), welche mit den Einrichtungen zum Messen des dynamischen Parameters (40, 62, 226, 228) verbunden sind und direkt elektrisch mit den Einrichtungen zum Messen der Leerlaufspannung (38, 226, 228) verbunden sind, wobei die Korrektureinrichtungen zum Erhalt eines in Bezug auf Ladungszustand korrigier-



ten dynamischen Parameterwerts durch Anpassung eines erfaßten dynamischen Parameterwerts entsprechend der Leerlaufspannung auf diese Leerlaufspannung anspricht; und

- 5            Einrichtungen (56, 58, 60, 64, 66, 234, 236, 238, 240, 242, 244, 246) zum Anzeigen eines Testresultats in Übereinstimmung mit dem in Bezug auf Ladungszustand korrigierten dynamischen Parameterwert.
- 10        2.    Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 1, wobei der dynamische Parameter der dynamische Leitwert ist, und die Korrektureinrichtung eine nichtlineare Verstärkereinrichtung (36), welche wiederum eine Eingangsspannung (38) und eine Ausgangsspannung (40) besitzt, aufweist, wobei
- 15            sich die Eingangsspannung proportional zur Leerlaufspannung verhält und die Ausgangsspannung sich proportional zum Verhältnis von dem in Bezug auf den Ladungszustand korrigierten dynamischen Leitwert zu dem erfaßten dynamischen Leitwert verhält.
- 20
3.    Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 1 oder 2, wobei das elektronische Gerät eine Mikroprozessor-Einrichtung (220) aufweist, der dynamische Parameter der dynamische Leitwert ( $G_x$  - Fig. 8) ist, die Korrekturvorrichtung
- 25            ein Firmware-Korrekturprogramm aufweist, welches mit Hilfe der Mikroprozessor-Einrichtung implementiert ist, und wobei die digitalen Darstellungen sowohl der Leerlaufspannung (228) als auch des dynamischen Leitwerts (224 - Fig. 8) in die Mikroprozessor-Einrichtung (220)
- 30            eingegeben werden und algorithmisch mit Hilfe des Firm-

ware-Korrekturprogramms zum Erhalt des korrigierten dynamischen Leitwerts kombiniert werden.

4. Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 1, wobei das elektronische Gerät eine Mikroprozessor-Einrichtung (220) aufweist, der dynamische Parameter der dynamische Widerstand ( $R_x$  - Fig. 9) ist, die Korrekturvorrichtung ein Firmware-Korrekturprogramm aufweist, welches mit Hilfe der Mikroprozessor-Einrichtung implementiert wird, und wobei die digitalen Darstellungen sowohl der Leerlaufspannung (228) als auch des dynamischen Widerstands (224 - Fig. 9) in die Mikroprozessor-Einrichtung (220) eingegeben werden und algorithmisch mit Hilfe des Firmware-Korrekturprogramms zum Erhalt des in Bezug auf Ladungszustand korrigierten dynamischen Widerstandswerts kombiniert werden.
5. Elektronisches Gerät gemäß einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei das Testergebnis ein qualitatives Ergebnis (60, 236, 240, 246), welches durch Vergleichen des korrigierten dynamischen Parameters mit einem Referenzwert bestimmt wird, aufweist.
6. Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 5, wobei die elektrochemische Zelle oder Batterie eine elektrische Leistung aufweist, das elektronische Gerät eine Einrichtung zum Eingeben (54, 230, 232) des Werts dieser Leistung hat, und der Referenzwert durch den bestimmten Wert der elektrischen Leistung, welche demgemäß eingegeben wird, bestimmt wird.

7. Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 2 oder 3, wobei das Testergebnis (bei 60, 236, 240) Zahlen aufweist, welche sich proportional zum in Bezug auf den Ladungszustand korrigierten dynamischen Leitwert verhalten.
- 5
8. Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 1, wobei die Mikroprozessor-Einrichtung (220 - Fig. 9) den in Bezug auf den Ladungszustand korrigierten dynamischen Widerstandswert zum Erhalt eines in Bezug auf den Ladungszustand korrigierten dynamischen Leitwerts mathematisch umkehrt, und das Testergebnis (bei 236, 240 - Fig. 9) Zahlen aufweist, welche sich proportional zu dem in Bezug auf den Ladungszustand korrigierten dynamischen Leitwert verhalten.
- 10
- 15
9. Elektronisches Gerät zum Überwachen oder Testen einer elektrochemischen Zelle oder Batterie, die einen dynamischen Leitwert und eine Leerlaufspannung aufweist, mit:
- 20
- einer Einrichtung, die betrieblich mit der Zelle oder Batterie verbunden ist, zum Bestimmen des dynamischen Leitwerts;
- einer Einrichtung, die betrieblich mit der Zelle oder Batterie verbunden ist, zum Bestimmen der Leerlaufspannung;
- 25
- einer Einrichtung zum automatischen Korrigieren des dynamischen Leitwerts in einer inversen Korrespondenz zu der Leerlaufspannung, um einen korrigierten dynamischen Leitwert zu erhalten; und
- einer Einrichtung zum Anzeigen von Testergebnissen gemäß dem korrigierten dynamischen Leitwert.
- 30
10. Elektronisches Gerät nach Anspruch 9, wobei die Testergebnisse zu dem korrigierten dynamischen Leitwert proportionale Zahlenwerte darstellen.

29.03.01

11. Elektronisches Gerät nach Anspruch 9, wobei die Testergebnisse qualitative Ergebnisse gemäß dem korrigierten dynamischen Leitwert in Bezug auf einen Referenzleitwert darstellen.
12. Elektronisches Gerät zum Überwachen oder Testen einer elektrochemischen Zelle oder Batterie, die einen dynamischen Leitwert, eine Leerlaufspannung und eine elektrische Nennleistung aufweist, mit:
- einer Einrichtung, die betrieblich mit der Zelle oder Batterie verbunden ist, zum Bestimmen des dynamischen Leitwerts;
  - einer Einrichtung, die betrieblich mit der Zelle oder Batterie verbunden ist, zum Bestimmen der Leerlaufspannung;
  - einer Einrichtung zum automatischen Korrigieren des dynamischen Leitwerts in einer inversen Korrespondenz zu der Leerlaufspannung, um einen korrigierten dynamischen Leitwert zu erhalten;
  - einer Einrichtung zum Vergleichen des korrigierten dynamischen Leitwerts mit einem Referenzleitwert, um ein qualitatives Ergebnis zu erhalten;
  - einer Einrichtung zum Anzeigen des qualitativen Ergebnisses.
13. Elektronisches Gerät nach Anspruch 12, wobei die Einrichtung zum automatischen Korrigieren des dynamischen Leitwerts eine Korrekturverstärkereinrichtung mit einer Eingangsspannung und einer Ausgangsspannung enthält, wobei die Eingangsspannung proportional zu der Leerlaufspannung und die Ausgangsspannung proportional zu dem Verhältnis des korrigierten dynamischen Leitwerts zu dem dynamischen Leitwert ist.

14. Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 12, wobei die Einrichtung zum automatischen Korrigieren eine Mikroprozessoreinrichtung aufweist, und wobei digitale Darstellungen sowohl der Leerlaufspannung als auch des dynamischen Leitwerts in die Mikroprozessoreinrichtung eingegeben und algorithmisch kombiniert werden, um den korrigierten dynamischen Leitwert zu erhalten.
15. Elektronisches Gerät zum Testen oder Überwachen einer elektrochemischen Zelle oder Batterie, die einen dynamischen Leitwert, eine Leerlaufspannung und eine elektrische Nennleistung aufweist, mit:
- einer Einrichtung, die betrieblich mit der Zelle oder Batterie verbunden ist, um ein zu dem dynamischen Leitwert proportionales Signal zu liefern;
  - einer Einrichtung, die betrieblich mit der Zelle oder Batterie verbunden ist, um die Leerlaufspannung zu messen;
  - einer Einrichtung zum automatischen Einstellen des Pegels des Signals gemäß der gemessenen Leerlaufspannung; und
  - einer Einrichtung zum Anzeigen einer Bewertung der Zelle oder Batterie als Antwort auf den Pegel des Signals.
16. Elektronisches Gerät nach Anspruch 15, wobei die Einrichtung zum automatischen Einstellen des Pegels des Signals gemäß der gemessenen Leerlaufspannung den Pegel in einer inversen Korrespondenz zu dem Wert der Leerlaufspannung in Bezug auf einen vollgeladenen Wert einstellt.
17. Elektronisches Gerät nach Anspruch 16, wobei die Einrichtung zum automatischen Einstellen des Pegels des Signals gemäß der gemessenen Leerlaufspannung eine Korrekturverstärkereinrichtung mit einer Eingangsspannung und einer Ausgangsspannung aufweist, wobei die Eingangsspannung von

der gemessenen Leerlaufspannung abgeleitet wird, und die Ausgangsspannung proportional zu dem Pegel des Signals ist.

- 5     18. Elektronisches Gerät nach Anspruch 17, wobei die Korrekturverstärkereinrichtung eine Referenzspannungseinrichtung, mehrere Operationsverstärkereinrichtungen, mehrere Diodeneinrichtungen und mehrere Widerstandseinrichtungen aufweist, die miteinander verschaltet sind, um eine
- 10     stückweise lineare Ausgangsspannungs/Eingangsspannungs-Übertragungsfunktion zu erzeugen.

29.03.01

1/6

Abzweigung aus EP 93 91 0920.3  
 Champlin, Keith S.  
 U. Z. F 1224 GM-DE/D

Fig. 1

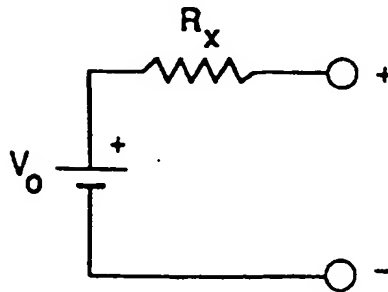


Fig. 2

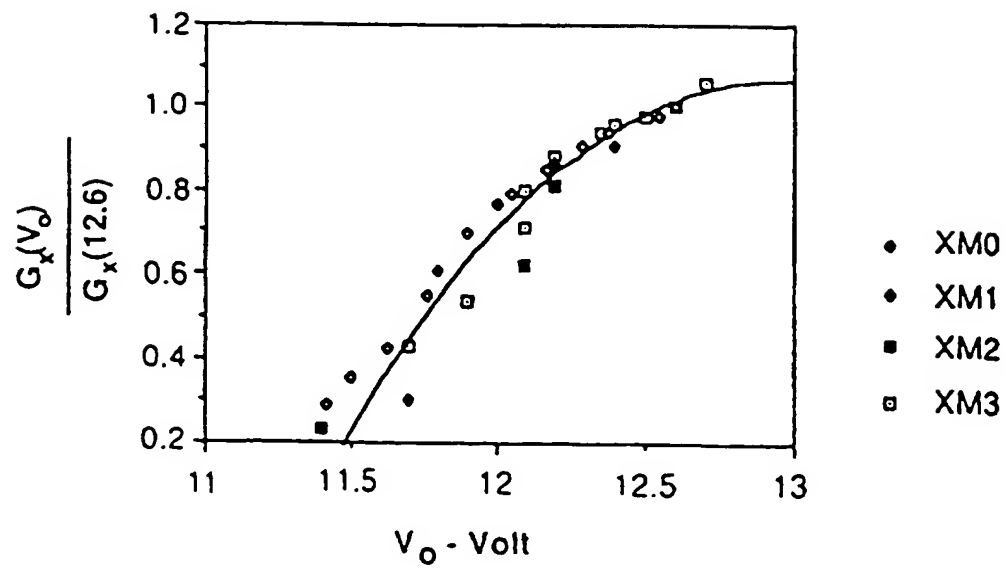


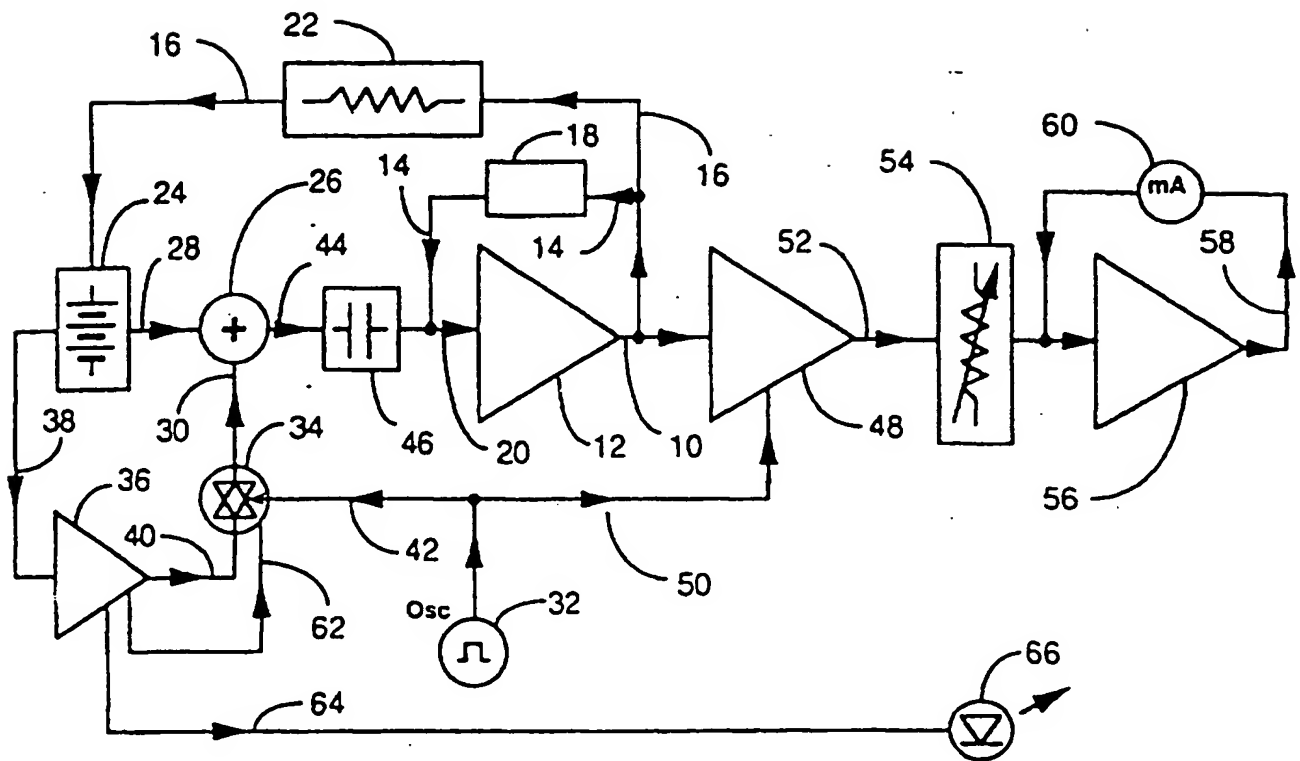
Fig. 3



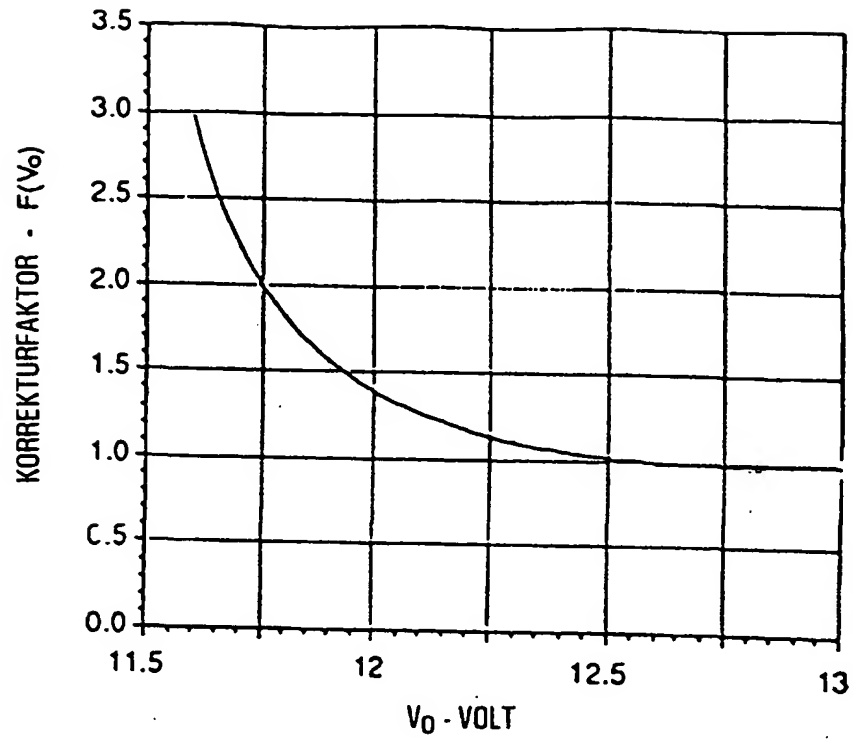
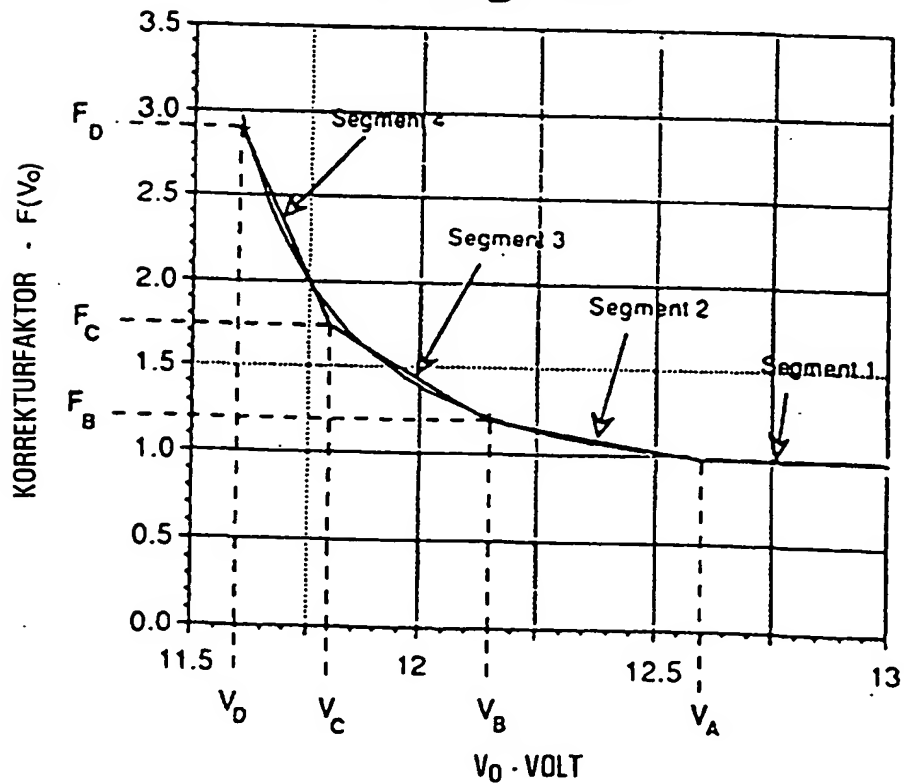
Fig. 4Fig. 5

Fig. 6

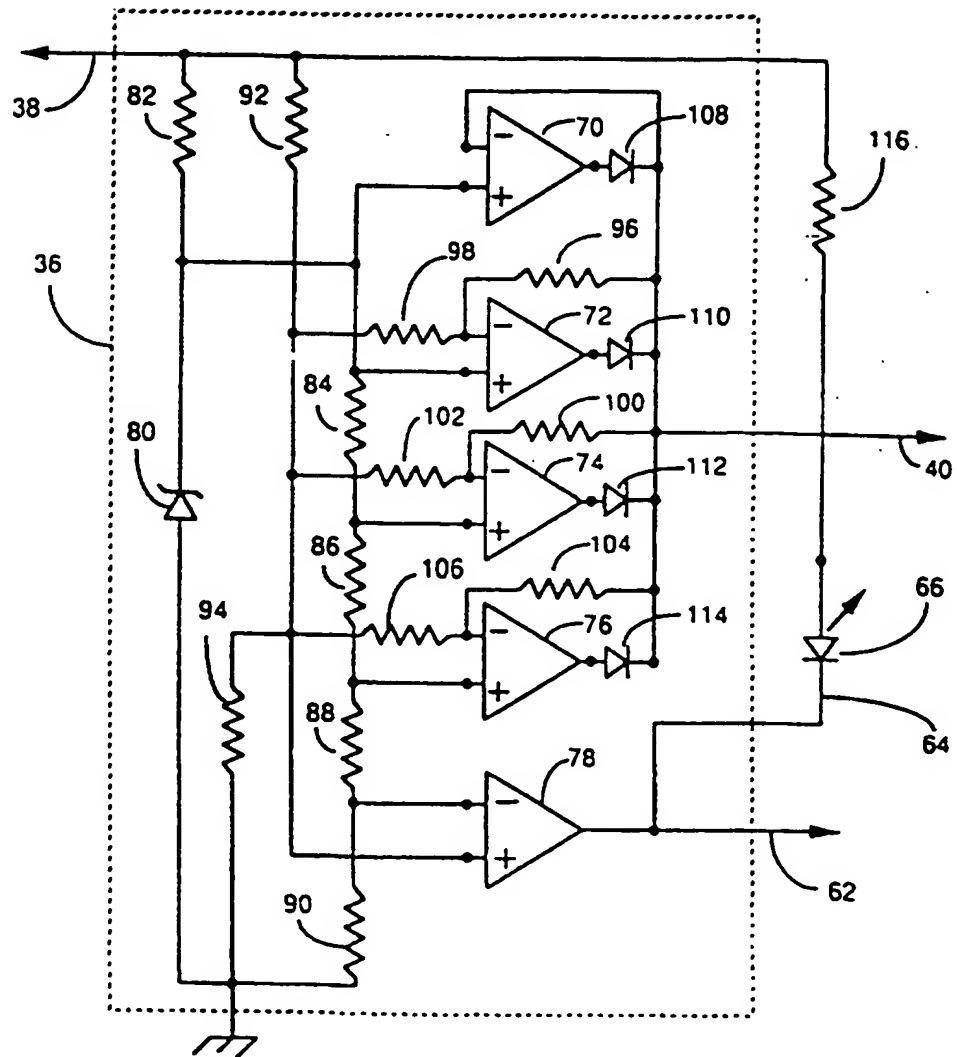
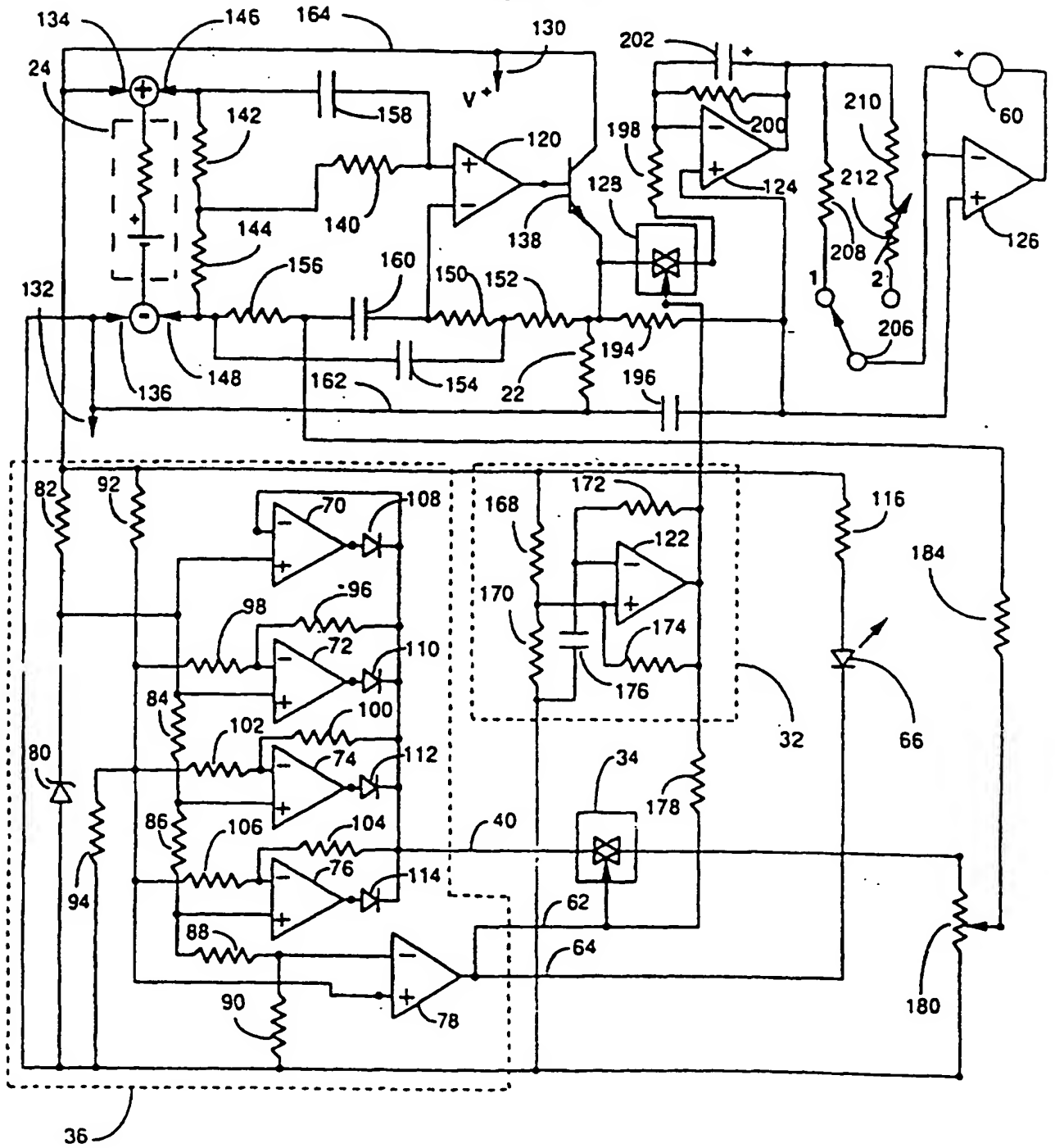


Fig. 7

The diagram illustrates a control system for a power plant. It features a feedback loop starting from a summing junction (244) where a reference signal (246) is compared with a feedback signal (248). The resulting error signal is processed by a series of blocks: a gain block (24), a derivative block (250), a gain block (252), and a gain block (48). The output of the final gain block (52) is compared with a setpoint (50) at another summing junction (230). The resulting signal is then processed by a control unit (220), which outputs a control signal (222) to a power plant (224). The power plant's output is fed back to the first summing junction (244). The control unit (220) also receives a feedback signal (226) from a sensor (228) and outputs a control signal (228) to the power plant (224). The power plant (224) is represented by a large vertical rectangle. The control signal (228) is fed into the power plant, and the resulting output is fed back to the first summing junction (244). The power plant (224) also receives a feedback signal (226) from a sensor (228) and outputs a control signal (228) to the power plant (224). The power plant (224) is represented by a large vertical rectangle. The control signal (228) is fed into the power plant, and the resulting output is fed back to the first summing junction (244). The power plant (224) also receives a feedback signal (226) from a sensor (228) and outputs a control signal (228) to the power plant (224).